LEHRBRIEFE FÜR DAS HOCHSCHULFERNSTUDIUM

Herausgegeben
von der Zentralstelle für das Hochschulfernstudium
des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen

ELEKTRONISCHE SCHALTUNGEN

2. LEHRBRIEF
II. AUSGABE

GEGENKOPPLUNG UND ARBEITSPUNKTSTABILISIERUNG

(BILANZIERTE SELBSTSTUDIENZEIT: 40 h)

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

9 492II/2

ELEKTRONISCHE SCHALTUNGEN

2. Lehrbrief

II. AUSGABE

Gegenkopplung und
Arbeitspunktstabilisierung

(Bilanzierte Selbststudienzeit: 40 h)

Verfaßt

von Dr.-Ing. habil. Walter Nowak
Dozent an der Sektion Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

und Dr.-Ing. Jürgen Näser
Oberassistent und Lehrbeauftragter
an der Sektion Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · 1976

Das druckfertige Manuskript wurde an der
Technischen Universität Dresden hergestellt.

VT-Bestell-Nr. 9 492II/2 · Auflage 1.500 Expl. · Veröffentlicht unter Ag 628/23/76/DDR · Verfaßt für die Zentralstelle für das Hochschulfernstudium Dresden · Herausgegeben im Auftrag des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen der Deutschen Demokratischen Republik von der Zentralstelle für das Hochschulfernstudium Dresden · Verlag: VEB Verlag Technik, Berlin · Im Offsetdruck hergestellt von dem (52) Nationalen Druckhaus Berlin, VOB National

Inhaltsverzeichnis

Seite

5. Prinzip der Gegenkopplung 3
5.1 Verstärker mit Rückkopplung 3
5.2 Wirkungen der Gegenkopplung 6
5.2.1 Stabilisierung der Verstärkung 6
5.2.2 Gestörter Verstärker mit Gegenkopplung ... 7
5.2.3 Einfluß der Gegenkopplung auf Ein- und Ausgangswiderstand 10
5.2.4 Zusammenfassung 11
5.3 Dynamische Ersatzwiderstände, Miller-Theorem 11

6. Standardschaltungen von gegengekoppelten Operationsverstärkern 13
6.1 Invertierender Verstärker mit Gegenkopplung 13
6.1.1 Verstärkung 15
6.1.2 Eingangswiderstand 17
6.1.3 Ausgangswiderstand 18
6.1.4 Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung 19
6.2 Nichtinvertierender Verstärker mit Gegenkopplung 22
6.2.1 Verstärkung 23
6.2.2 Eingangswiderstand 24
6.2.3 Ausgangswiderstand 26

7. Verstärkergrundschaltungen mit Gegenkopplungswiderstand R_E bzw. R_Q bzw. R_K 27
7.1 Allgemeine Verstärkerschaltung mit Gk-Widerstand 27
7.2 Emitter-, Quellen- und Kathodenbasisschaltung mit Stromgegenkopplung 30
7.2.1 Verstärkung 30
7.2.2 Eingangswiderstand 31
7.2.3 Ausgangswiderstand 32
7.2.4 Vergleich zwischen Strom- und Spannungsgegenkopplung 34
7.3 Konstantstromquellen 34
7.4 Kollektorschaltung (Emitterfolger) bzw. Senkenschaltung (Quellenfolger) bzw. Anodenbasisschaltung (Kathodenfolger) 40

7.4.1 Verstärkung 40
7.4.2 Eingangswiderstand 42
7.4.3 Ausgangswiderstand 42
7.4.4 Vergleich mit Emitter- und Basisschaltung. 43

8. Temperaturabhängigkeit, Arbeitspunktstabilisierung . 44
8.1 Temperaturabhängigkeit beim Bipolartransistor .. 44
8.2 Arbeitspunktstabilisierung der Emitterschaltung. 49
8.2.1 Arbeitspunkteinstellung durch Basisspannungsteiler 49
8.2.2 Arbeitspunkteinstellung durch Basisvorwiderstand 50
8.2.3 Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichstromgegenkopplung 51
8.2.4 Gleichspannungsgegenkopplung 54
8.3 Arbeitspunktstabilisierung der Basisschaltung .. 56
8.4 Arbeitspunkteinstellung beim Emitterfolger 57
8.5 Arbeitspunktstabilisierung bei FET und Röhre ... 60

5. Prinzip der Gegenkopplung

In der Analogtechnik werden an die zu realisierenden Schal - tungen hinsichtlich

- der Ein- und Ausgangswiderstände,
- der Stabilität der Verstärkung,
- der Verzerrungsfreiheit u.a.

vielfältige und teilweise recht harte Forderungen gestellt. Dem gegenüber steht ein begrenztes Angebot an aktiven und passiven Bauelementen.
Es ist deshalb häufig notwendig, die Bauelementeeigenschaften an die schaltungstechnischen Forderungen anzupassen.
Dazu dient das Gegenkopplungsprinzip.
Die Grundlage für die Behandlung und Anwendung dieses Prinzips ist der rück- bzw. gegengekoppelte Verstärker.

5.1. Verstärker mit Rückkopplung

60

Die Prinzipschaltung eines rückgekoppelten Verstärkers zeigt Bild 3/1.

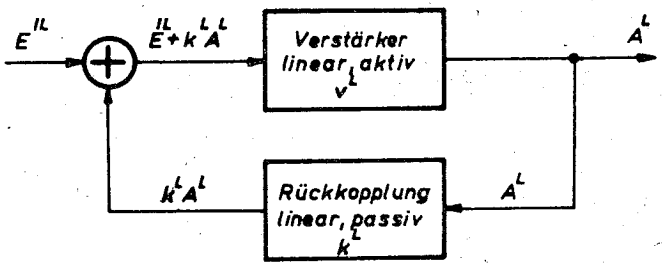


Bild 3/1 Allgemeiner Verstärker mit Rückkopplung

Es bedeutet:
- E^L Eingangsamplitude (U^L oder I^L),
- A^L Ausgangsamplitude (U^L oder I^L),
- $\oplus$ Summenbildung, allgemein,
- $v^L = \frac{A^L}{E^L}$ Verstärkung des Verstärkervierpoles,
- k^L Rückkopplungsfaktor,
- $'$ Kennzeichnung für vorhandene Rückkopplung.

Aus Bild 3/1 folgt $A^{L} = v'^{L} E^{L} = v^{L} (E'^{L} + k^{L} A^{L})$,

so daß für die Verstärkung v'^{L} der rückgekoppelten Schaltung gilt

$$v'^{L} = \frac{A^{L}}{E'^{L}} = \frac{v^{L}}{1 - k^{L} v^{L}} \quad \text{oder} \quad \frac{1}{v'^{L}} = \frac{1}{v^{L}} - k^{L}. \qquad (4/1)$$

Die Größe $(k^{L} v^{L})$ heißt "Schleifenverstärkung",
die Größe $g^{L} = 1 - k^{L} v^{L}$ heißt "Rück- bzw. Gegenkopplungsgrad".

Bei der Rückkopplung unterscheidet man zwischen

Gegenkopplung	und	Mitkopplung
$\lvert v'^{L} \rvert < \lvert v^{L} \rvert$		$\lvert v'^{L} \rvert > \lvert v^{L} \rvert$
$\lvert g^{L} \rvert = \lvert 1 - k^{L} v^{L} \rvert > 1$		$\lvert g^{L} \rvert = \lvert 1 - k^{L} v^{L} \rvert < 1$
	z.B. für k v reell	
$k\,v < 0$		$k\,v > 0$.
	Das Ausgangssignal wird	
negativ (in Gegenphase zu E'^{L})		positiv (in Phase zu E'^{L})
	zurückgeführt.	

Ein Spezialfall der Mitkopplung ist die Selbsterregung, dafür gilt

$$k^{L} v^{L} = 1; \qquad v'^{L} = \frac{v^{L}}{1 - k^{L} v^{L}} = \infty \qquad (4/2)$$

Auch für $E'^{L} = 0$ ist $A^{L} = v'^{L} E'^{L} \neq 0$.
Ein solcher Verstärker wird zum Schwingungserzeuger, d.h. zum Oszillator.

Die Stabilitätsuntersuchung z.B. mit Hilfe des NYQUIST-Kriteriums zeigt, daß außer bei besonderen Formen der Ortskurve nicht nur für $k^{L} v^{L} = 1$, sondern für

$$k^{L} v^{L} \geq 1 \qquad (4/3)$$

Selbsterregung auftritt.

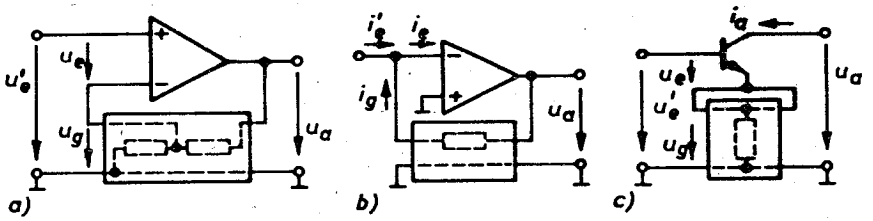
Die Selbsterregung hat Bedeutung

(1.) als erwünschter Effekt für Oszillatorschaltungen (siehe Abschnitt über Oszillatoren),

(2.) als unerwünschter Effekt, wenn in gegengekoppelten Verstärkern infolge von frequenzabhängigen Phasendrehungen die Gegenkopplung zur Mitkopplung wird (siehe Abschnitt über Phasenkompensation beim OV).

Die Gegenkopplung wird im allgemeinen durch eine der drei Schaltungsvarianten des Bildes 5/1 realisiert. Es sind jeweils der Verstärker und der Rückkoppelvierpol gezeichnet. Für die Realisierung des Rückkoppelvierpols ist eine Möglichkeit mit angegeben. Die drei Varianten unterscheiden sich insofern als

1. die Ausgangsspannung oder der Ausgangsstrom das Gk-Signal bestimmt (Spannungs- oder Strom-Gk), daß also der Rückkoppelvierpol am Ausgang parallel oder in Reihe angeschaltet ist,
2. am Eingang durch den Rückkoppelvierpol eine Spannungs-oder eine Stromeinspeisung erfolgt, daß also eingangsseitig Reihen- oder Parallelanschaltung vorliegt.



$u_e = u'_e - u_g = u'_e - ku_a$ — Spannungs-Gk mit Spannungseinspeisung (Parallel-Reihen-Gk)

$i_e = i'_e + i_g = i'_e + ku_a$ — Spannungs-Gk mit Stromeinspeisung (Parallel-Parallel-Gk)

$u_e = u'_e - u_g = u_e - ki_a$ — Strom-Gk mit Spannungseinspeisung (Reihen-Reihen-Gk)

Bild 5/1 Die wichtigsten Schaltungsvarianten der Gegenkopplung

Die Schaltung a wird als nichtinvertierender Verstärker (Abschnitt 6.2), die Schaltung b als invertierender Verstärker (Abschnitt 6.1) und als Folger (Abschnitt 7.4) näher behandelt werden. Die Strom-Gk ist Gegenstand des Abschnitts 7.2

5.2. Wirkungen der Gegenkopplung

Im folgenden sollen die Wirkungen der Gegenkopplung auf die Eigenschaften der Gesamtschaltung untersucht werden. In den Aussagen dieses Abschnittes liegt die Begründung für die häufige Anwendung der Gegenkopplung.

5.2.1. Stabilisierung der Verstärkung

Folgende Ableitung

$$v' = \frac{v}{1 - k\,v}$$

↓ logarithmieren

$$\ln v' = \ln v - \ln(1 - kv)$$

↓ differenzieren nach v'

$$\frac{1}{v'} = \frac{1}{v}\,\frac{dv}{dv'} - \frac{-k}{1 - kv}\,\frac{dv}{dv'}$$

führt zu dem Ergebnis

$$\frac{dv'}{v'} = \frac{1}{1 - kv}\,\frac{dv}{v} = \frac{1}{g}\,\frac{dv}{v} \qquad (6/1)$$

Damit wird klar, daß

- Frequenzabhängigkeiten,
- Exemplarstreuungen,
- thermische Abhängigkeiten usw.

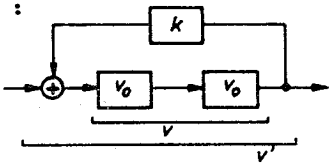
einen um so geringeren Einfluß auf v' haben, je größer der Gegenkopplungsgrad g ist.
Für $kv \longrightarrow \infty$ folgt auch direkt aus Gl. (4/1): $v' = -1/k$.

Der relative Fehler dk/k ist in obiger Ableitung vernachlässigt worden, was für den aus passiven Bauelementen aufgebauten Gegenkopplungsvierpol auch praktisch berechtigt ist.

A 7/1 : Gegeben sind Verstärker mit der Verstärkung v_o. Durch Kettenschaltung zweier solcher Verstärker und eine Gegenkopplung über beide Verstärker hinweg, soll $v' = v_o$ erzielt, aber $\Delta v'/v'$ reduziert werden.
Zahlenbeispiel: $v_o = 100$, $\Delta v_o/v_o = 0{,}1$.
Zeichnen Sie das Blockschaltbild und berechnen Sie k und $\Delta v'/v'$!

45

L 7/1 :



Es ist $v = v_o^2$, so daß

$$\frac{\Delta v}{v} = 2\,\frac{\Delta v_o}{v_o} \quad .$$

Durch Einsetzen in Gl. (3/1) folgt

$$v_o = \frac{v_o^2}{1 - k\,v_o^2} \Longrightarrow k = -\frac{1}{v_o} + \frac{1}{v_o^2} = \underline{\underline{-\,0{,}0099.}}$$

Damit gilt $g = 1 - k\,v = v_o = \underline{\underline{100.}}$

Durch Einsetzen in Gl. (6/1) folgt

$$\frac{\Delta v'}{v'} = \frac{1}{v_o}\,\frac{\Delta v}{v} = \frac{2}{v_o}\cdot\frac{\Delta v_o}{v_o} = \underline{\underline{0{,}002}} \quad .$$

5.2.2. Gestörter Verstärker mit Gegenkopplung

90

Der allgemeine Fall eines durch ein Störsignal S gestörten Verstärkers mit Gegenkopplung kann wie in Bild 7/1 dargestellt werden.

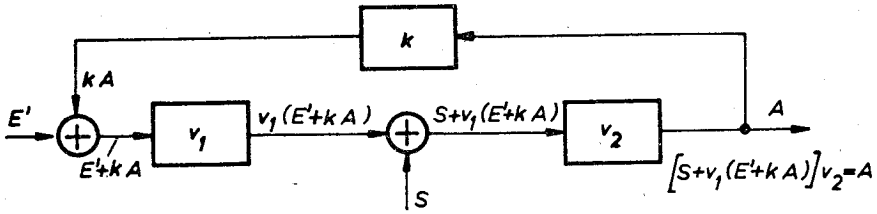


Bild 7/1 Gestörter Verstärker mit Gegenkopplung

Für das gesamte Ausgangssignal A ergibt sich nach der Umformung

$$A = A_N + A_S = \frac{E' v_1 v_2 + v_2 S}{1 - k v_1 v_2} ,$$

mit dem Nutzsignal

$$A_N = \frac{v_1 v_2 E'}{1 - k v_1 v_2} = \frac{v_{ges} E'}{1 - k v_{ges}} = \frac{A_{No}}{g} \qquad (8/1)$$

und dem Störsignal

$$A_S = \frac{v_2 S}{1 - k v_1 v_2} = \frac{v_2 S}{1 - k v_{ges}} = \frac{A_{So}}{g} . \qquad (8/2)$$

Dabei ist A_{No} , A_{So} das jeweilige Signal ohne Gegenkopplung, d.h. für $k = 0$:

$$A_o = A_{No} + A_{So} = v_1 v_2 E' + v_2 S \quad ,$$

Daraus folgt, daß sich das Verhältnis von Nutzsignal und Störsignal bei Gegenkopplung nicht ändert

$$\boxed{\frac{A_N}{A_S} = \frac{A_{No}}{A_{So}} = v_1 \frac{E'}{S}} .$$

Jede in die Gegenkopplungsschleife einbezogene Größe wird jedoch auf das 1/g - fache reduziert. Insofern entspricht die Gegenkopplungsschleife einem Regelkreis.

Ein sehr wichtiges Beispiel für innere Störungen sind die bei großen Aussteuerungen auftretenden Oberwellen (siehe höhere Glieder der Taylor- Entwicklung in Gl.(14/2) des I. Lehrbriefes). Zu ihrer Verminderung ist nach den Gleichungen (8/1) und (8/2)

1. eine Gegenkopplung und
2. ein zusätzlicher Verstärker notwendig, der die Nutzsignalverluste wieder ausgleicht.

Bild 9/1 zeigt eine Prinzipschaltung für eine solche Anordnung.

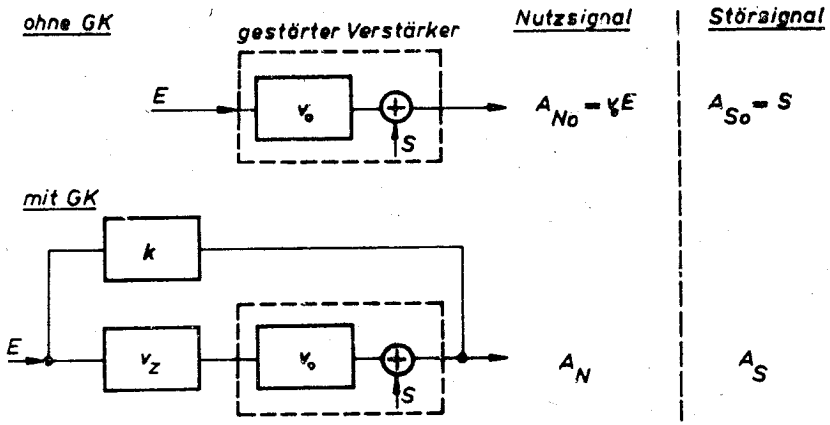


Bild 9/1 Prinzipschaltung zur Verminderung der Verzerrungen

Am Ausgang sei in beiden Fällen, d.h. mit und ohne Gegenkopplung, die Ausgangsamplitude $A_N = A_{No}$ erforderlich.

A 9/1 : Berechnen Sie für die Schaltung nach Bild 9/1 A_N und A_S allgemein als Funktion von v_z , v_o , S , E und k.
[30]

L 9/1 :

$$A_N = \frac{v_{ges} E}{g} = \frac{v_z\, v_o\, E}{1 - k\, v_z\, v_o} \quad ,$$

$$A_S = \frac{S}{g} = \frac{S}{1 - k\, v_z\, v_o} \quad .$$

A 9/2 : Es soll $A_S = \alpha A_{So}$, $(\alpha \ll 1)$, betragen, aber $A_N = A_{No} = v_o E$ bestehen bleiben. Berechnen Sie v_z und k !
[30]

L 9/2 :

$$\left.\begin{aligned} 1 - k\, v_z\, v_o &= 1/\alpha \\ \frac{v_z\, v_o}{1 - k\, v_z\, v_o} &= v_o \end{aligned}\right\} \rightarrow \quad v_z = 1/\alpha \quad ; \quad k = -\frac{(1 - \alpha)}{v_o} .$$

5.2.3. Einfluß der Gegenkopplung auf Ein- und Ausgangswiderstand

Häufig werden Gegenkopplungen auch dazu verwendet, um die Ein- oder Ausgangswiderstände von Schaltungen bestimmten Forderungen anzupassen, die ohne Gegenkopplung nicht zu realisieren wären. Als Beispiel für die Veränderung des Eingangswiderstandes r_e sei der Fall gewählt, bei dem die Summation von Eingangssignal E' und Rückkopplungssignal kA in einer Reihenschaltung erfolgt, wie dies in den Bildern 5/1 a und 5/1 c gezeigt ist.

Mit

$$E' = E - kA \quad \text{und} \quad E' = u'_e \;;\; E = u_e \;;\; A = u_a$$

gilt

$$u'_e = u_e\left(1 - k\,\frac{u_a}{u_e}\right) = u_e(1 - k\,v) = u_e\,g \quad .$$

Da bei der Reihenschaltung der Eingangsklemmen des v- und des k- Vierpoles

$$i'_e = i_e$$

gilt, erhält man für diesen Fall das charakteristische Ergebnis

$$\boxed{r'_e = \frac{u'_e}{i'_e} = \frac{u_e}{i_e}\,(1 - k\,v) = g\,r_e} \quad . \qquad (10/1)$$

Als Beispiel für die Veränderung des Ausgangswiderstandes r_a sei der Fall gewählt, bei dem das Gegenkopplungssignal wie in Bild 5/1 a und 5/1 b durch Spannungsauskopplung am Ausgang gewonnen wird. Mit Bild 10/1 gilt

$$u_a = i'_a\,r_a + u_o$$

$$u_o = v\,u_e = k\,v\,u_a \;.$$

Daraus folgt

$$u_a(1 - kv) = i'_a\,r_a$$

und

$$\boxed{r'_a = \frac{u_a}{i'_a} = \frac{r_a}{1 - kv} = \frac{r_a}{g}} \quad . \qquad (10/2)$$

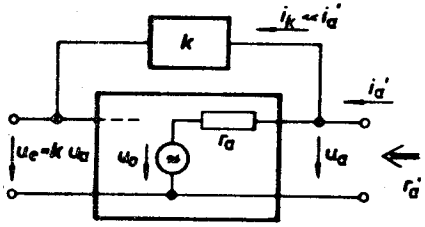


Bild 10/1
Ausgangswiderstand bei Spannungs-GK

Dieses Ergebnis ist auch folgendermaßen erklärbar:
Laut Bild 10/1 ist u_a eine in die GK- Schleife einbezogene Größe. Alle Veränderungen von u_a , auch solche durch externe

Belastung des Verstärkers mit einem Ausgangsstrom i_a, werden somit auf das $1/g$ - fache reduziert. Dadurch wird der Ausgangsleitwert um den Faktor g vergrößert.

5.2.4. Zusammenfassung

15

Von den zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten der Gegenkopplung wurden in diesem Abschnitt einige bereits erläutert, wie

1. die Stabilisierung der Verstärkung z.B. gegen Frequenzabhängigkeiten, Exemplarstreuungen usw.,
2. die Unterdrückung von Störspannungen, z.B. Oberwellenunterdrückung,
3. die Veränderung der Ein- und Ausgangswiderstände.

Weitere, noch ausführlich zu behandelnde Anwendungen sind

4. die Stabilisierung der Arbeitspunkte in Wechselspannungsverstärkern, insbesondere gegen Temperatureinflüsse, durch starke Gegenkopplungen bei $f \to 0$ (Gleichstrom- bzw. Gleichspannungsgegenkopplung),
5. die Erzielung bestimmter Frequenzgänge oder bestimmten Zeitverhaltens mittels frequenzabhängiger Gegenkopplungen, z.B. für Filter u.a..

5.3. Dynamische Ersatzwiderstände (Miller-Theorem)

90

Ein Widerstand Z^L liege in einer Schaltung zwischen zwei Punkten mit den Spannungen U_1^L und U_2^L, z.B. wie in Bild 12/1 a als Rückkopplungswiderstand zwischen dem Eingang und dem Ausgang eines Verstärkers.
Sind U_1^L und U_2^L bekannt, so läßt sich Z^L formal durch die Ersatzwiderstände Z'^L und Z''^L ersetzen (Bild 12/1 b), wenn gilt

$$I'^L = I_Z^L \qquad (11/1) \qquad \text{und} \qquad I''^L = -I_Z^L \; . \qquad (11/2)$$

Es ist $I_Z^L = (U_1^L - U_2^L)/Z^L$, $I'^L = U_1^L/Z'^L$, $I''^L = U_2^L/Z''^L$.
Z'^L und Z''^L belasten dann den Ein- und Ausgangsknoten ebenso wie vorher Z^L. Durch Einsetzen in Gl.(12/1) und (12/2) folgt

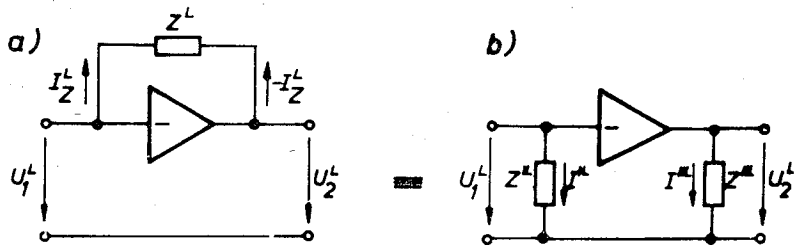


Bild 12/1 a). Verstärker mit Rückkopplungswiderstand Z^L
b). Ersatz des Widerstandes Z^L durch die dynamischen Ersatzwiderstände Z'^L und Z''^L.

$$Z'^L = \frac{Z^L}{1 - U_2^L / U_1^L} \qquad Z''^L = \frac{Z^L}{1 - U_1^L / U_2^L} \cdot \qquad (12/1)$$

Die Ersatzwiderstände Z'^L und Z''^L sind von U_2^L / U_1^L abhängig. Führt man die Verstärkung $v^L = U_2^L / U_1^L$ ein, und setzt man voraus $|v^L| \gg 1$, so ergeben sich die für die Praxis wichtigen Beziehungen für die Ersatzwiderstände

$$Z'^L = \frac{Z^L}{1 - v^L} \approx \frac{Z^L}{-v^L} \qquad Z''^L = \frac{Z^L}{1 - 1/v^L} \approx Z^L \cdot \qquad (12/2)$$

bzw. für die Ersatzleitwerte ($Y^L = 1/ Z^L$)

$$Y'^L = (1 - v^L)\, Y^L \approx -v^L Y^L \quad \text{und} \quad Y''^L = \left(1 - \frac{1}{v^L}\right) Y^L \approx Y^L . \qquad (12/3)$$

Man erkennt, daß ein kleiner Rückkopplungsleitwert Y^L für $|v^L| \gg 1$ einen großen Ersatzleitwert Y'^L hervorruft, der als sog. "Dynamischer Eingangsleitwert" bekannt ist.

Die Erklärung für diesen großen Ersatzleitwert ist einfach: Der Strom durch Y^L wird im wesentlichen durch das große U_2^L angetrieben, der Strom durch Y'^L aber nur durch das kleine U_1^L. Damit ein gleich großer Ersatzstrom fließt, muß $Y'^L \approx -v^L Y^L$ sein.
Die dynamischen Ersatzwiderstände sind vor allem für die Berechnung von Verstärkereingangswiderständen nützlich, da U_1^L und U_2^L im allgemeinen vorher bekannt sind und durch Z^L nicht oder fast nicht beeinflußt werden.

Dagegen ist ihre Anwendung für die Berechnung von Ausgangswiderständen kaum zweckmäßig, da bei der Speisung von rechts U_1^L durch Z^L erst hervorgerufen oder zumindest wesentlich beeinflußt wird.

Eine weitere, vorteilhafte Anwendung dieser Methode betrifft die dynamische Vergrößerung von Widerständen in sog. "Bootstrap-Schaltungen". Ist nämlich $U_1^L \approx U_2^L$, dann folgt aus Gl. (12/3)

$$Z'^L = \frac{Z^L}{1 - U_2^L / U_1^L} \gg Z^L \,. \qquad (13/1)$$

Da beide Klemmen von Z^L auf nahezu dem gleichen Wechselpotential liegen, fließt fast kein Wechselstrom durch Z^L, Z^L erscheint dynamisch vergrößert !

6. Standardschaltungen von gegengekoppelten Operationsverstärkern

Bei der Betrachtung der Vielzahl von praktisch vorkommenden OV- Schaltungen lassen sich prinzipielle Standardschaltungen erkennen, die in direkter oder abgewandelter Form häufig vorkommen und die auch als Ersatzschaltungen für verschiedene Transistorschaltungen herangezogen werden können. Diese Standardschaltungen werden hier analysiert.

6.1. Invertierender Verstärker mit Gegenkopplung

60

Die häufigste OV- Schaltung der Analogtechnik ist der "invertierende Verstärker" oder "Umkehrverstärker" mit Gegenkopplung nach Bild 13/1. Er entspricht Bild 5/1 b.

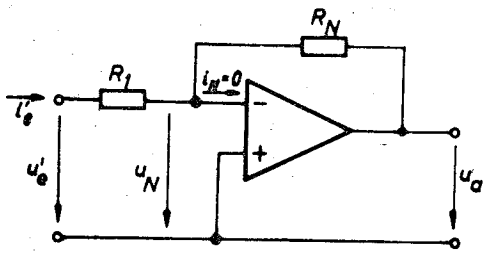


Bild 13/1 Prinzipschaltung des invertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung

Beim invertierenden Verstärker ist $v < 0$. Durch den Spannungsteiler R_N , R_1 , durch den ein Teil der Ausgangsspannung gegenphasig auf den Eingang rückgekoppelt wird, wird die Gegenkopplung realisiert. Der Umkehrverstärker mit Gegenkopplung bildet z.B. die Grundlage für die in der Analogrechentechnik benötigten Inverter-, Addier- und Integrierschaltungen.
In Bild 14/1, das den Ausgangspunkt für die folgenden Berechnungen bildet, sind die Ein- und Ausgangswiderstände r_e und r_a des OV als externe Widerstände angenommen, so daß der eigentliche OV, bis auf die endliche Verstärkung v, ideal ist.

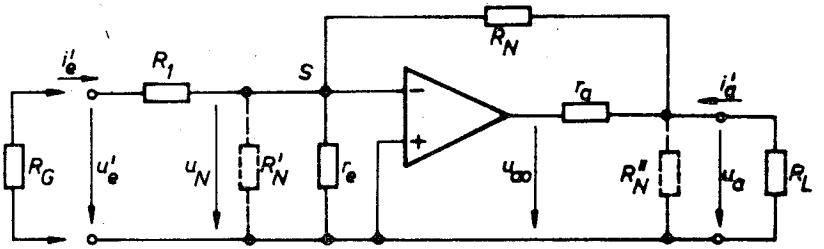


Bild 14/1 Realer Umkehrverstärker mit Gegenkopplung

Da $u_P = 0$, gilt $u_{Diff} = u_N$ und $u_{Gl} = u_N/2$,
so daß wegen $G \gg 1$ und $r_{Gl} \gg r_{Diff}$ die Gleichtaktaussteuerung zu vernachlässigen sein wird.
Entsprechend Bild 56/2,1. Lbf. ist der Eingangswiderstand ohne Gegenkopplung

$$r_e = r_{Diff} \parallel 2r_{GL} \approx r_{Diff} \quad .$$

Der Rückkopplungswiderstand R_N kann entsprechend Abschnitt 6.1 durch seine Ersatzwiderstände ersetzt werden:

Eingangsseite

$$R'_N = \frac{R_N}{1 - u_a/u_N} \qquad (14/1)$$

Ausgangsseite

$$R''_N = \frac{R_N}{1 - u_N/u_a} \qquad (14/2)$$

Für $r_a \ll R_L \parallel R_N''$ und $|v| \gg 1$ kann man setzen

$$R_N'' \approx \frac{R_N}{1 - u_N / u_{ao}} = \frac{R_N}{1 - 1/v} \approx R_N \qquad (15/1)$$

und

$$\boxed{\frac{u_a}{v} \approx \frac{u_{ao}}{v} = u_N \longrightarrow 0} \; . \qquad (15/2)$$

Gemäß der Aussage von Gl. (15/2) wird der sog. "Summationspunkt" S auch als "virtuelle Erde" bezeichnet, da er angenähert auf 0-Potential liegt.
In den folgenden Ableitungen werden, je nach Zweckmäßigkeit, der wahre Widerstand R_N oder seine Ersatzwiderstände benutzt.

6.1.1. Verstärkung

Für den "Summationspunkt" S lautet die Knotengleichung (R_N vorhanden, R_N' , R_N'' nicht):

$$\frac{u_e' - u_N}{R_1} + \frac{u_a - u_N}{R_N} - \frac{u_N}{r_e} = 0 , \qquad (15/3) .$$

für den OV gilt

$$u_{ao} = v\, u_N \quad \text{mit } v = - v_{Diff} < 0 \; . \qquad (15/4)$$

Für u_a ergibt sich mit der Spannungsteilerregel aus u_{ao} exakt (R_N' , R_N'' vorhanden, R_N nicht):

$$u_a = \frac{R_L \parallel R_N''}{R_L \parallel R_N'' + r_a} \cdot u_{ao} . \qquad (15/5)$$

Aus den Gl. (15/4) und (15/5) folgt

$$u_N = \frac{u_a}{v} \left(1 + \frac{r_a}{R_L \parallel R_N''} \right) . \qquad (15/6)$$

Setzt man Gl. (15/6) in Gl. (15/3) ein, so erhält man

$$\frac{u_e'}{R_1} = - \frac{1}{R_N} u_a + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_N} + \frac{1}{r_e} \right) \left(1 + \frac{r_a}{R_L \parallel R_N''} \right) \cdot \frac{u_a}{v} \; .$$

Daraus ergibt sich die gesuchte Verstärkung exakt zu

$$\boxed{\frac{u_e'}{u_a} = \frac{1}{v'} = -\frac{R_1}{R_N} + \frac{1}{v}\left(1 + \frac{R_1}{R_N} + \frac{R_1}{r_e}\right)\left(1 + \frac{r_a}{R_L \| R_N''}\right)} \cdot \quad (16/1)$$

R_N'' kann in sehr guter Näherung durch R_N ersetzt werden!

Setzt man voraus, daß die runden Klammern in der Größenordnung von 1 bleiben, dann folgt mit der Bedingung

$$-v \gg R_N / R_1 \qquad (16/2)$$

die für die Praxis wichtige Näherung

$$\boxed{v' = -R_N / R_1} \cdot \qquad (16/3)$$

Die Verstärkung des gegengekoppelten, idealen Umkehrverstärkers hängt nur von einem Widerstandsverhältnis ab!
Mit Gl. (16/3) kann die Bedingung (16/2) umgeschrieben werden in

$$\frac{-v}{R_N / R_1} \approx \frac{v}{v'} = g \gg 1. \qquad (16/4)$$

Nicht allein $-v$, sondern g muß groß gegen 1 sein !
Mit der Gl. (15/2) folgt die Beziehung (16/3) direkt aus (15/3).

Der Ansatz $u_{Diff} = 0$ bzw. $u_N = 0$ wird bei der praktischen Behandlung von OV- Schaltungen sehr häufig benutzt.

In der Praxis können in den meisten Fällen die OV als ideal angenähert werden, so daß Gl. (16/3) gilt.

Abweichungen vom idealen Verhalten können von Fall zu Fall aus Gl. (16/1) ermittelt werden.
So ergibt sich z.B. für $r_e \gg R_1$ und $r_a \ll R_L \| R_N$

$$\boxed{\frac{1}{v'} \approx -\frac{R_1}{R_N}\left(1 - \frac{1}{v}\right) + \frac{1}{v}} \qquad (16/5)$$

und daraus für zusätzlich $|v| \gg 1$

$$\boxed{\frac{1}{v'} \approx -\frac{R_1}{R_N} + \frac{1}{v}} \quad . \qquad (17/1)$$

Die Gleichung (17/1) geht mit $k = R_1 / R_N$ in die allgemeine Rückkopplungsgleichung Gl. (4/1) über.

6.1.2. Eingangswiderstand

Indem man sich R_N durch R'_N und R''_N ersetzt denkt, kann man den Eingangswiderstand r'_e der Schaltung aus Bild 14/1 unmittelbar ablesen:

$$\frac{u'_e}{i'_e} = r'_e = R_1 + R'_N \| r_e \, .$$

Mit Gl. (14/1) und Gl. (15/6) folgt bei Vernachlässigung der 1 im Nenner von (14/1)

$$r'_e = R_1 + \left[\frac{R_N}{-v}\left(1 + \frac{r_a}{R_L \| R''_N}\right)\right] \| r_e \, . \qquad (17/2)$$

Setzt man noch $R_L = \infty$ und $R''_N = R_N$, so folgt aus Gl. (17/2)

$$r'_e = R_1 + \left[\frac{R_N}{-v} + \frac{r_a}{-v}\right] \| r_e$$

und für $r_a/(-v) \ll r_e$

$$r'_e = R_1 + \frac{r_a}{(-v)} + \frac{R_N}{(-v)} \| r_e \, . \qquad (17/3)$$

In dieser Näherungsformel werden die Einflüsse von r_a, r_e und R_N vereinzelt deutlich.
Für die Praxis genügen meist die Näherungen

$$\boxed{r'_e \approx R_1 + \frac{R_N}{(-v)} \| r_e} \qquad \text{für } r_a \ll R_L \| R''_N \qquad (17/4)$$

bzw.

$$\boxed{r'_e \approx R_1} \qquad \text{für } \frac{R_N}{(-v)} \ll R_1 \, . \qquad (17/5)$$

R_1 ist im allgemeinen relativ niedrig, weil sonst nach Gl.(16/3) v' klein wird.

Der geringe Eingangswiderstand r'_e ist ein praktischer Nachteil des invertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung.

6.1.3. Ausgangswiderstand

60

Die Schaltung nach Bild 14/1 wird von der Ausgangsseite her betrachtet, der Eingang sei dabei mit dem Generatorwiderstand R_G abgeschlossen. u_N entsteht erst durch Spannungsteilung aus u_a, deshalb ist die Methode der Ersatzwiderstände hier nicht vorteilhaft anwendbar.

$$u_N = \frac{(R_1 + R_G) \parallel r_e}{(R_1 + R_G) \parallel r_e + R_N} u_a \quad . \qquad (18/1)$$

Für den Ausgangsknoten gilt

$$i'_a = \frac{u_a - u_{ao}}{r_a} + \frac{u_a}{R_N + (R_1 + R_G) \parallel r_e} \quad .$$

Die Einführung der Gl. (15/4) und (18/1) liefert

$$i'_a = u_a \left[\frac{1}{r_a} - \frac{v}{r_a} \cdot \frac{(R_1+R_G) \parallel r_e}{(R_1+R_G) \parallel r_e + R_N} + \frac{1}{(R_1+R_G) \parallel r_e + R_N} \right],$$

so daß gilt

(18/2)

$$\frac{u_a}{i'_a} = r'_a = \left[\frac{R_N + (R_1 + R_G) \parallel r_e}{-v \left[(R_1 + R_G) \parallel r_e \right]} \cdot r_a \right] \parallel r_a \parallel \left[R_N + (R_1 + R_G) \parallel r_e \right].$$

Der erste Parallelwiderstand ist i.a. der Wesentliche, der 3. wird meist zu vernachlässigen sein. Es folgt unter Vernachlässigung des 3. Parallelwiderstandes

$$r'_a \approx r_a \frac{R_N + (R_1 + R_G) \parallel r_e}{R_N + \left[(R_1 + R_G) \parallel r_e \right] (1 - v)} \quad . \qquad (18/3)$$

Daraus folgt für $-v \gg 1$ und $(R_1 + R_G) \ll r_e$

$$r'_a \approx r_a \cdot \frac{R_N + R_1 + R_G}{R_N - v(R_1 + R_G)} . \qquad (19/1)$$

Setzt man noch $R_G \ll R_1$, $R_1 \ll R_N$ aber $-vR_1 \gg R_N$, so erhält man schließlich die gröbste Näherung in der Form

$$r'_a \approx r_a \frac{R_N}{-vR_1} \approx r_a \frac{v'}{v} = \frac{r_a}{g} . \qquad (19/2)$$

Die Gl. (19/2) stimmt mit der für die Spannungsgegenkopplung allgemein abgeleiteten Näherung Gl. (10/2) überein.
Die Gleichungen (18/2) bis (19/2) zeigen, daß der Ausgangswiderstand des OV durch die Gegenkopplung stark herabgesetzt wird, so daß die Ausgangsspannung weitgehend lastunabhängig wird.
Das hat für viele Schaltungen eine Bedeutung.

6.1.4. Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

150

Bild 19/1 zeigt die Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung. Sie soll hier als Beispiel zum Umkehrverstärker mit Gegenkopplung behandelt werden.

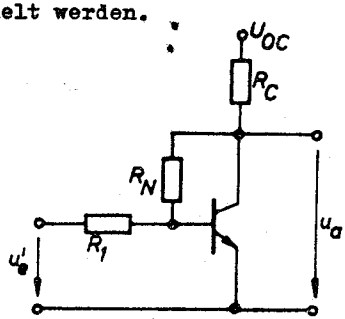


Bild 19/1
Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

A 19/1 : Betrachten Sie die in Bild 19/1 enthaltene Emitterschaltung entsprechend Abschnitt 4.2 , I. LB als OV, und zeichnen Sie die Gesamtschaltung als Umkehrverstärker mit Gegenkopplung gemäß Bild 13/1.

30

Geben Sie die Parameter v, r_e und r_a des Ersatz-OV allgemein und für die Werte
b = 100, R_C = 10 kΩ , r_{BE} = 3 kΩ , r_{CE} = 30 kΩ an!

L 20/1 zu A 19/1 : Der Transistor und R_C gehören zum OV, so daß sich die Schaltung nach Bild 20/1 ergibt.

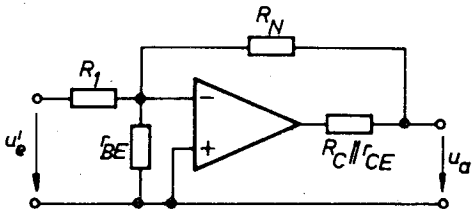


Bild 20/1 ES mit Spannungsgegenkopplung als invertierender Verstärker mit Gegenkopplung

Es gilt:
$$v = v_{ES} = - \frac{b\, R_C \| r_{CE}}{r_{BE}} = - 250,$$

$$r_e = r_{eES} = r_{BE} = 3\ k\Omega,$$

$$r_a = r_{aES} = R_C \| r_{CE} = 7{,}5\ k\Omega.$$

Setzt man die Ergebnisse aus L 20/1 in die entsprechenden genauen Gleichungen des Umkehrverstärkers mit Gegenkopplung ein, so erhält man die für die ES mit Spannungs- GK gültigen Beziehungen.
Aus (16/1) folgt mit $R_N'' \approx R_N$

$$\frac{1}{v'} = - \frac{R_1}{R_N} + \frac{1}{v}\left(1 + \frac{R_1}{R_N} + \frac{R_1}{r_{BE}}\right)\left(1 + \frac{R_C \| r_{CE}}{R_N}\right), \qquad (20/1)$$

oder mit der Abkürzung

$$v^* = - \frac{b(R_C \| r_{CE} \| R_N)}{r_{BE}} = - \frac{b(R_C \| r_{CE})}{r_{BE}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C \| r_{CE}}{R_N}},$$

$$v^* = v \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C \| r_{CE}}{R_N}}, \qquad (20/2)$$

$$\boxed{\frac{1}{v'} = -\frac{R_1}{R_N} + \frac{1}{v^*}\left(1 + \frac{R_1}{R_N} + \frac{R_1}{r_{BE}}\right)} \cdot \qquad (21/1)$$

Aus (17/2) folgt mit (20/2)

$$\boxed{r'_e = R_1 + \frac{R_N}{-v}\left(1 + \frac{R_C \parallel r_{CE}}{R_N}\right) \parallel r_{BE} = R_1 + \frac{R_N}{-v^*} \parallel r_{BE}} \cdot \qquad (21/2)$$

Aus (18/2) folgt

$$r'_a = \frac{\dfrac{R_N(R_1+R_G+r_{BE}) + (R_1+R_G)r_{BE}}{R_1 + R_G + r_{BE}}}{\dfrac{b(R_C \parallel r_{CE})}{r_{BE}} \cdot \dfrac{(R_1+R_G)r_{BE}}{R_1 + R_G + r_{BE}}} \cdot (R_C \parallel r_{CE}) \parallel (R_C \parallel r_{CE}) \parallel \left[R_N + (R_1+R_G) \parallel r_{BE}\right]$$

und weiter

(21/3)

$$\boxed{r'_a = \left[\frac{1}{b}\left(R_N + r_{BE} + \frac{R_N r_{BE}}{(R_1+R_G)}\right)\right] \parallel R_C \parallel r_{CE} \parallel \left[R_N + (R_1+R_G) \parallel r_{BE}\right]} \cdot$$

A 21/1 : In Bild 19/1 sei $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_N = 10\ k\Omega$, $R_G \ll R_1$. Die Stufe werde nicht belastet ($R_L = \infty$), und R''_N sei durch R_N ersetzt.
Bestimmen Sie mit den Zahlenwerten der A 19/1 die Werte für v', r'_e und r'_a nach den gröbsten Näherungsformeln und r'_a nach Gl.(18/3). Vergleichen Sie die so errechneten Werte mit den nach den Gleichungen (21/1), (21/2) und (21/3) berechneten Werten!

60

L 21/1: Genau nach (21/1) : $1/v' = -0{,}11$
genähert nach (16/3): $1/v' = -0{,}1$, Fehler 9 %,

genau nach (21/2) : $r'_e = 1{,}07\ k\Omega$,
genähert nach (17/5): $r'_e = 1\ k\Omega$, Fehler 7 %,

genau nach (21/3) : $r'_a = 392\ \Omega$,
genähert nach (19/2): $r'_a = 300\ \Omega$, Fehler 23 %,
genähert nach (18/3): $r'_a = 409\ \Omega$, Fehler 4 %.

Obwohl die einfache Emitterschaltung einen sehr schlechten OV darstellt, liegen die Fehler für die Parameter v'und r'_e der gegengekoppelten Schaltung gegenüber der Schaltung mit einem idealen OV noch unter 10 %. Um bei r'_a einen gleichermaßen niedrigen Fehler zu erzielen, muß die genauere Näherung (18/3) benutzt werden.
Fehler der o.g. Größenordnung sind für viele praktische Fälle akzeptierbar.

6.2. Nichtinvertierender Verstärker mit Gegenkopplung

30

Als Signaleingang wird hier der P- Eingang benutzt. Die Verstärkung ist positiv, und die Gegenkopplung wird deshalb mit dem Spannungsteiler R_N, R_1 realisiert, dessen Abgriff auf den N-Eingang führt (Bild 22/1). Die Schaltung entspricht Bild 5/1 a.

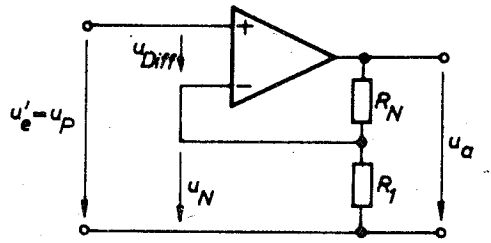


Bild 22/1 Nichtinvertierender Verstärker mit Gegenkopplung

Es gilt die Wirkungskette

$$u'_e\uparrow \Longrightarrow u_{Diff}\uparrow \Longrightarrow u_a\uparrow \Longrightarrow u_N\uparrow \Longrightarrow u_{Diff}\downarrow .$$

Die Schaltung nach Bild 22/1 besitzt, wie in Abschnitt 6.3.2 gezeigt wird, einen sehr hohen Eingangswiderstand r'_e und vermeidet damit den Nachteil des invertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung.
Diese Form der Gegenkopplung wird deshalb auch als "Elektrometergegenkopplung" und die gesamte Schaltung als "Elektrometerverstärker" bezeichnet.

Ähnlich zur Gl. (15/2) gilt auch hier

$$u_{Diff} = \frac{u_a}{v_{Diff}} \longrightarrow 0 \quad \text{für} \quad v_{Diff} \longrightarrow \infty .$$

Damit folgt aus Bild 22/1

$$u_P = u'_e \approx u_N \quad , \tag{23/1}$$

so daß gilt

$$u_{Diff} = u_P - u_N \ll u'_e ,$$

$$u_{Gl} = \frac{1}{2} (u_P + u_N) \approx u'_e \tag{23/2}$$

und damit

$$u_{Gl} \gg u_{Diff} \quad . \tag{23/3}$$

Die Gleichtaktaussteuerung ist beim Elektrometerverstärker also groß gegenüber der Differenzaussteuerung.
Im Gegensatz zum invertierenden Verstärker, für den sich $u_{Gl} = u_{Diff}/2$ ergab, sind beim Elektrometerverstärker die Gleichtaktgrößen besonders zu berücksichtigen!

6.2.1. Verstärkung

60

Die Verstärkung soll unter folgenden Idealisierungen berechnet werden:

$$r_{Diff} = r_{Gl} = \infty \quad , r_a = 0 .$$

Aus der Ersatzschaltung des OV nach Bild 56/2, 1. Lbf. folgt bei der oben begründeten Berücksichtigung der Gleichtaktaussteuerung

$$u_a = v_{Diff}\, u_{Diff} + v_{Gl}\, u_{Gl},$$

$$u_a = v_{Diff} (u_P - u_N) + v_{Gl} (u_P + u_N) \cdot \frac{1}{2} . \tag{23/4}$$

Setzt man die aus Bild 22/1 ablesbaren Beziehungen

$$u_N = u_a \frac{R_1}{R_1 + R_N} \quad , \quad u_P = u'_e \tag{23/5}$$

in Gl. (23/4) ein, so erhält man

$$u_a = (v_{Diff} + \frac{1}{2} v_{Gl})\, u'_e - (v_{Diff} - \frac{1}{2} v_{Gl}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_N} \cdot u_a .$$

Nach Einführung der Gleichtaktunterdrückung $G = v_{Diff} / v_{Gl}$ ergibt sich daraus

$$\frac{u'_e}{u_a} = \frac{1}{v'} = \left[\frac{1}{v_{Diff}} + \left(1 - \frac{1}{2G}\right) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_N}\right]\left[\frac{1}{1 + 1/2G}\right].$$

Da immer $G \gg 1$ gelten wird, folgt mit den Näherungen

$$\frac{1}{1 + \frac{1}{2G}} \approx 1 - \frac{1}{2G}\ , \quad \left(1 - \frac{1}{2G}\right)^2 \approx \left(1 - \frac{1}{G}\right)$$

$$\boxed{\frac{1}{v'} = \frac{R_1}{R_1 + R_N} \cdot (1 - 1/G) + \frac{1}{v_{Diff}} (1 - 1/2G)} \quad (24/1)$$

Für die Praxis sind vor allem die aus (24/1) abgeleiteten Näherungen wichtig:

$$\boxed{\frac{1}{v'} = \frac{R_1}{R_1 + R_N} + \frac{1}{v_{Diff}}} \quad \text{für } G \gg 1\ , \qquad (24/2)$$

$$\boxed{v' = \left(1 + \frac{R_N}{R_1}\right)(1 + 1/G)} \quad \text{für } v_{Diff} \gg \left(1 + \frac{R_N}{R_1}\right), \qquad (24/3)$$

$$\boxed{v' = 1 + \frac{R_N}{R_1}} \quad \text{für } G \gg 1 \text{ und } g \gg 1\ . \qquad (24/4)$$

Die Gl. (24/4) ergibt sich auch aus der allgemeinen Rückkopplungsgleichung (4/1) direkt, indem man $k = - R_1/(R_1 + R_N)$ setzt (vergl. Gl. (23/5) bzw. Bild 22/1).
Wenn nicht besondere Genauigkeitsforderungen vorliegen, kann die Verstärkung praktisch nach Gl. (24/4) berechnet werden.

6.2.2. Eingangswiderstand

45

Hier ist die Berücksichtigung des Gleichtakteingangswiderstandes r_{Gl} notwendig. Entsprechend der Ersatzschaltung des OV gelten die Verhältnisse nach Bild 25/1.

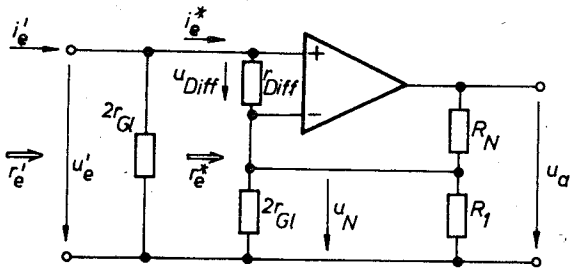


Bild 25/1 Eingangswiderstände des Elektrometerverstärkers

Zunächst gilt für r_e^*

$$r_e^* = \frac{u'_e}{i_e^*} = \frac{u'_e}{u_{Diff}}\, r_{Diff} \cdot \qquad (25/1)$$

Für u_{Diff} erhält man mit Gl. (23/4)

$$u_{Diff} = \frac{u_a}{v_{Diff}} - \frac{u_{Gl} v_{Gl}}{v_{Diff}} = \frac{u_a}{v_{Diff}} - \frac{u_{Gl}}{G}$$

und mit $u_{Gl} = u'_e$

$$u_{Diff} = \frac{u_a}{v_{Diff}} - \frac{u'_e}{G} \cdot \qquad (25/2)$$

Setzt man Gl. (25/2) in G. (25/1) ein, so folgt

$$r_e^* = \frac{r_{Diff}}{\frac{u_a}{u'_e}\cdot\frac{1}{v_{Diff}} - \frac{1}{G}} ,$$

$$r_e^* = \frac{r_{Diff}}{(1/g - 1/G)} = (g\, r_{Diff}) \| (-G\, r_{Diff}). \qquad (25/3)$$

Für r'_e folgt mit $r'_e = r_e^* \| 2\, r_{Gl}$ dann

$$\boxed{r'_e = 2\, r_{Gl} \| g\, r_{Diff} \| (-G\, r_{Diff})} \cdot \qquad (25/4)$$

Man erkennt, daß r'_e sehr groß werden kann, woraus sich der Name "Elektrometerverstärker" herleitet.

Für die Zahlenwerte: $G = 10^4$, $r_{Gl} = 10^2\ M\Omega$, $r_{Diff} = 0{,}1\ M\Omega$
$g = 10^3$ folgt beispielsweise $r'_e \approx 70\ M\Omega$!

6.2.3. Ausgangswiderstand

30

Für die Ausgangsseite genügt die Berechnung für $r_{Diff} = r_{Gl} = \infty$ und $G \gg 1$.

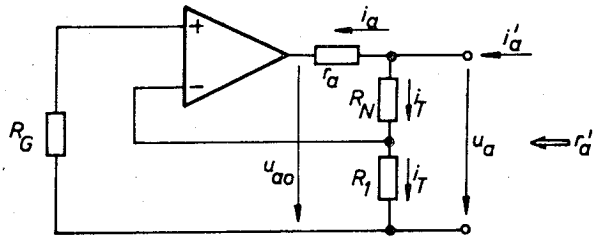


Bild 26/1 Ausgangswiderstand des Elektrometerverstärkers

Man entnimmt dem Bild 26/1

$$\frac{1}{r'_a} = \frac{i'_a}{u_a} = \frac{i_a}{u_a} + \frac{i_T}{u_a} = \frac{u_a - u_{ao}}{u_a\, r_a} + \frac{1}{R_1 + R_N}\,.$$

Bei Vernachlässigung der Gleichtaktgrößen gilt

$$-u_{ao} = -v_{Diff}\, u_{Diff} \approx v_{Diff} \cdot u_a \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_N} \approx \frac{v_{Diff}\, u_a}{v'} \approx g\, u_a$$

und damit

$$\boxed{\frac{1}{r'_a} = \frac{1}{r_a}\,(1 + g) + \frac{1}{R_1 + R_N}}\,. \qquad (26/1)$$

Meistens ist die Näherung $(R_1 + R_N) \gg r_a/g$ berechtigt und außerdem $g \gg 1$, so daß auch hier wieder die bereits für Spannungsgegenkopplung allgemein hergeleitete Beziehung

$$\boxed{r'_a = r_a / g} \qquad (26/2)$$

gilt.

7. Verstärkergrundschaltungen mit Gegenkopplungswiderstand R_E bzw. R_Q bzw. R_K

Neben der in Abschnitt 6 behandelten Spannungsgegenkopplung, die für ganze Verstärker, für Teilverstärker und auch für einzelne Verstärkerstufen angewendet wird, spielt für die Gegenkopplung einzelner Stufen insbesondere die Gegenkopplung mit einem Gk-Widerstand R_E bzw. R_Q bzw. R_K eine wichtige Rolle.
Zu diesen Schaltungen gehören die Emitterschaltung mit zusätzlichem Emitterwiderstand und die Kollektorschaltung (der Emitterfolger) sowie die analogen FET- und Röhrenschaltungen.
Es wird zunächst die allgemeine Bipolartransistorschaltung mit Gegenkopplungswiderstand betrachtet, die dann auf die beiden oben genannten Fälle spezialisiert wird.
Die Ergebnisse für FET und Röhre werden durch Anwendung der Analogiebeziehungen gewonnen.

7.1. Allgemeine Verstärkerschaltung mit GK-Widerstand

90

Bild 27/1 a zeigt die zunächst zu betrachtende Schaltung.

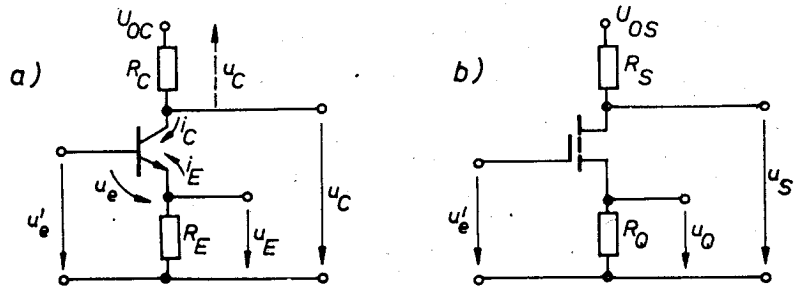


Bild 27/1 Allgemeine Verstärkerschaltung mit Gk-Widerstand
a). mit Bipolartransistor
b). mit FET (bzw. Röhre)

Gegenüber der ES ist noch ein Emitterwiderstand R_E vorhanden. Wird der Kollektor als Ausgang gewählt, dann liegt eine ES mit Stromgegenkopplung vor, wird der Emitter als Ausgang gewählt und $R_C = 0$ gesetzt, dann liegt eine Kollektorschaltung vor.

Daß eine Gegenkopplung vorliegt, zeigt die folgende Wirkungskette

$$u'_e \uparrow \Rightarrow u_e = u_{BE} \uparrow \Rightarrow i_C = -\, i_E \uparrow \Rightarrow u_E \uparrow \Rightarrow u_e \downarrow .$$

Aus dem Bild 27/1 a liest man die Maschengleichung ab

$$u'_e = u_e + u_E = u_{BE} + u_E \approx u_{BE} + i_C R_E \quad . \qquad (28/1)$$

Bei Division durch den Eingangsstrom i'_e ergibt sich der Eingangswiderstand

$$r'_e = \frac{u'_e}{i'_e} = \frac{u_{BE}}{i'_e} + \frac{i_C}{i'_e} R_E \approx r_{BE} + b\, R_E \quad . \qquad (28/2)$$

Vom Eingang her gesehen liegt die Reihenschaltung von r_{BE} und dem b-fach vergrößerten Widerstand R_E vor, denn der b-fach vergrößerte Eingangsstrom $i_C \approx -i_E$ ruft an R_E einen b-fach vergrößerten Spannungsabfall hervor.
r'_e ist gegenüber r_{BE} meist wesentlich größer, denn r_{BE} und R_E liegen praktisch in der gleichen Größenordnung. Deshalb gelten für $b \gg 1$ auch die Näherungen

$$\boxed{r'_e \approx b\, R_E} \quad (28/3) \quad \text{und} \quad \boxed{u'_e \approx u_E} \quad . \quad (28/4)$$

Die Signalspannung am Emitter ist etwa gleich der Eingangsspannung, die Emitterspannung folgt der Basisspannung im Abstand der nahezu konstanten Spannung $U_{BEA} \approx 0{,}6$ V, deshalb spricht man, wenn der Emitter als Ausgang benutzt wird, auch von einem
" E m i t t e r f o l g e r ".
Die Verstärkung des Emitterfolgers ergibt sich aus Gl. (28/4) zu

$$\boxed{v_{EF} = \frac{u_E}{u'_e} \approx 1} \quad . \qquad (28/5)$$

Da die Ausgangsspannung des Emitterfolgers voll auf den Eingang rückgekoppelt wird, liegt Spannungsgegenkopplung mit $k = -1$ vor.

Für die Verstärkung der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung erhält man mit dem Bild 27/1 a, der Gl. (28/4) und der Bedingung $i_E \approx -\, i_C$

$$v' = \frac{u_C}{u'_e} \approx \frac{-\, i_C R_C}{u_E} \approx \frac{-\, i_C R_C}{-\, i_E R_E} \approx -\frac{R_C}{R_E} \quad .$$

Für die Schaltung mit einem FET (bzw. einer Röhre), Bild 27/1 b, gelten völlig analoge Aussagen.
Für die nun folgende, genaue Analyse wird der Transistor in Bild 27/1 a durch seine lineare Ersatzschaltung beschrieben (Bild 29/1).

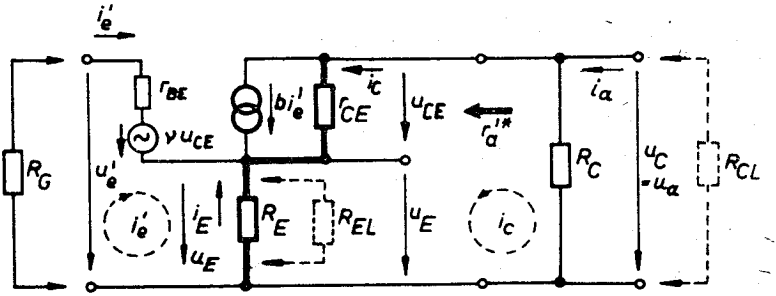


Bild 29/1 Ersatzschaltung für die allgemeine Bipolartransistorschaltung mit Emitterwiderstand R_E

Mit dem in Bild 29/1 hervorgehobenen vollständigen Baum ergibt sich zunächst für $R_G = 0$, $R_{CL} = R_{EL} = \infty$ und unter Vernachlässigung der Spannungsrückwirkung ν das folgende System unabhängiger Maschengleichungen:

$$(r_{BE} + R_E) \cdot i'_e + R_E \cdot i_C = u'_e \quad , (29/1)$$

$$(R_E - br_{CE}) \cdot i'_e + (R_E + R_C + r_{CE}) \cdot i_C = 0 \quad , (29/2)$$

aus dem mit den bekannten Regeln zur Lösung linearer Gleichungssysteme die Maschenströme i'_e und i_C berechnet werden.
Nach kurzer Rechnung ergibt sich

$$i'_e = \frac{\Delta i'_e}{\Delta} = \frac{(R_E + R_C + r_{CE})\, u'_e}{(R_E + R_C + r_{CE})(r_{BE} + R_E) + R_E\,(br_{CE} - R_E)} \qquad (29/3)$$

und

$$i_C = \frac{\Delta i_C}{\Delta} = \frac{(br_{CE} - R_E)\, u'_e}{(R_E + R_C + r_{CE})(r_{BE} + R_E) + R_E(br_{CE} - R_E)} \quad . \qquad (29/4)$$

7.2. Emitter-, Quellen- und Kathodenbasisschaltung mit Stromgegenkopplung

7.2.1. Verstärkung

60

Aus Bild 29/1 liest man ab $u_a = u_C = - i_C R_C$,
damit und mit Gl. (29/4) ergibt sich für die Verstärkung v' die Beziehung

$$\frac{1}{v'} = \frac{u'_e}{u_C} = - \frac{u'_e}{i_C R_C} = - \left[\frac{R_E}{R_C} + \frac{(R_E + R_C + r_{CE})(r_{BE} + R_E)}{R_C (b r_{CE} - R_E)} \right] \quad (30/1)$$

Führt man die Verstärkung der nicht gegengekoppelten Emitterschaltung ($R_E = 0$) ein

$$v = - \frac{b \, R_C \| \, r_{CE}}{r_{BE}} ,$$

so läßt sich die Gl. (30/1) in der Form schreiben

$$\frac{u'_e}{u_C} = \frac{1}{v'} = - \left[\frac{R_E}{R_C} \left(1 + \frac{r_{CE} + R_C + r_{BE}}{b \, r_{CE}} \right) - \frac{1}{v} \right] \frac{1}{1 - R_E / b \, r_{CE}} . \quad (30/2)$$

Daraus lassen sich stufenweise die folgenden Näherungen ableiten

$$\boxed{\frac{1}{v'} \approx - \frac{R_E}{R_C} \left[1 + \frac{1}{b} \left(1 + \frac{R_C + r_{BE}}{r_{CE}} \right) \right] + \frac{1}{v}} \quad \text{für } b r_{CE} \gg R_E , \quad (30/3)$$

$$\boxed{\frac{1}{v'} \approx - \frac{R_E}{R_C} + \frac{1}{v}} \quad \text{für } b \gg 1 , \quad (30/4)$$

$$\boxed{v' \approx - \frac{R_C}{R_E}} \quad \text{für } b \gg 1 \text{ und } \frac{-v}{R_C / R_E} \approx \frac{v}{v'} = g \gg 1 . \quad (30/5)$$

Die Gleichung (30/5), die für die Praxis meist ausreicht, war schon im Abschnitt 7.1 durch einfache Näherungsbetrachtungen ermittelt worden.
Auch bei der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung ergibt sich die Verstärkung in erster Näherung als Widerstandsverhältnis.

A 31/1 : Ermitteln Sie mit den Analogiebeziehungen nach Abschnitt 1.3,1. Lbf. die Verstärkung für die Quellenschaltung mit Stromgegenkopplung (Bild 27/1 b) und für die Kathodenbasisschaltung mit Stromgegenkopplung aus Gl. (30/1)!

[30]

L 31/1 : Für $b/r_{BE} \longrightarrow S$, $r_{BE} \longrightarrow r_{TQ} \longrightarrow \infty$ folgt für die Quellenschaltung mit Stromgegenkopplung (31/1)

$$\frac{1}{v'} = -\frac{R_Q}{R_S} + \frac{(R_Q+R_S+r_{SQ})}{S\,R_S\,r_{SQ}} = -\frac{R_Q}{R_S}\left(1 + \frac{1}{S\,r_{SQ}}\right) + \frac{1}{v}$$

und analog für die Kathodenbasisschaltung (31/2)

$$\frac{1}{v'} = -\frac{R_K}{R_A} + \frac{(R_K+R_A+r_{AK})}{S\,R_A\,r_{AK}} = -\frac{R_K}{R_A}\left(1 + \frac{1}{S\,r_{AK}}\right) + \frac{1}{v} \quad .$$

7.2.2. Eingangswiderstand

75

Der Eingangswiderstand ergibt sich aus Gl. (29/3) direkt zu

$$r'_e = \frac{u'_e}{i'_e} = r_{BE} + R_E \frac{(1+b)r_{CE} + R_C}{R_E + R_C + r_{CE}} \quad . \qquad (31/3)$$

Für $b \gg 1$ und $r_{CE} \gg (R_C + R_E)$ ergibt sich die für praktische Zwecke ausreichende Näherung

$$r'_e = r_{BE} + b\,R_E \quad . \qquad (31/4)$$

Liegen r_{BE} und R_E in der gleichen Größenordnung, so gilt mit $b \gg 1$

$$r'_e \approx b\,R_E \quad . \qquad (31/5)$$

A 31/2 : Verifizieren Sie mit dem Ergebnis Gl. (31/5) die im Abschnitt 5.2.3 für die Stromgegenkopplung allgemein abgeleitete Beziehung $r'_e = g\,r_e$ (vergl. Gl. (10/1)).

[15]

L 31/2 : Mit $r_e = r_{BE}$ liefert die formale Erweiterung der Gl. (31/5):

$$r'_e \approx bR_E = r_{BE}\frac{bR_C}{r_{BE}} \cdot \frac{R_E}{R_C} = r_e\,\frac{v}{v'} = r_e\,g \quad .$$

Für den FET folgt aus Gl. (31/3) durch Anwendung der Analogiebeziehungen

$$\boxed{r'_e = r_{TQ}\left(1 + \frac{S\,R_Q}{1 + (R_S + R_Q)/\,r_{SQ}}\right) \approx r_{TQ}\,(1 + S\,R_Q)} \quad .(32/1)$$

Da r_{TQ} und analog bei der Röhre r_{GK} ohnehin sehr groß sind (r_{TQ}, $r_{GK} \longrightarrow \infty$), bringt ihre weitere Vergrößerung keine Vorteile mehr ($r'_e \longrightarrow \infty$).

Bei höheren Frequenzen spielen jedoch die Eingangskapazitäten C_{TQ} und C_{GK} eine wesentliche Rolle.
In der Leitwertschreibweise liefert Gl. (32/1) für

$$g_{TQ} = j\,\omega\,C_{TQ}\ ,$$

$$g'_e = j\cdot\omega\,C'_e \approx \frac{g_{TQ}}{1 + S\,R_Q} = \frac{j\,\omega\,C_{TQ}}{1 + S\,R_Q}$$

und damit

$$\boxed{C'_e \approx \frac{C_{TQ}}{1 + SR_Q}} \quad . \qquad (32/2)$$

Durch die Stromgegenkopplung wird, außer dem ohmschen Eingangsleitwert, auch die Eingangskapazität verkleinert. Das hat vorallem bei FET's und Röhren praktische Bedeutung.

7.2.3. Ausgangswiderstand

Der Ausgangswiderstand wird bestimmt, indem von rechts in die Schaltung "hineingemessen" wird und $r_a = u_a/i_a$ bestimmt wird (vergl. 1. Lbf., Abschnitt 2.).
Der Ausgangswiderstand kann aber auch als Verhältnis von Leerlaufspannung und Kurzschlußstrom an den Ausgangsklemmen ermittelt werden. Diese Methode wird hier angewendet.

Die Leerlaufspannung ergibt sich wegen $R_{CL} = \infty$ als $u_C = -\,i_C\,R_C$ und der Kurzschlußstrom als i_C für $R_{CL} = 0$ oder auch $R_C = 0$ (vergl. Bild 29/1).

Ersetzt man noch r_{BE} durch die Reihenschaltung von $(r_{BE} + R_G)$, wie dies bei der Berechnung des Betriebseingangswiderstandes notwendig ist, so folgt aus der Gl. (29/4)

(33/1)

$$\frac{1}{r'_a} = \frac{i_C\big|_{R_C=0}}{R_C \cdot i_C\big|_{R_C\neq 0}} = \frac{(R_E+R_C+r_{CE})(r_{BE}+R_G+R_E) + R_E(br_{CE}-R_E)}{R_C(R_E+r_{CE})(r_{BE}+R_G+R_E) + R_E(br_{CE}-R_E)} ,$$

$$= \frac{1}{R_C} + \frac{r_{BE} + R_G + R_E}{r_{CE}\left[(1+b)R_E + r_{BE} + R_G\right] + R_E(r_{BE} + R_G)} = \frac{1}{R_C} + \frac{1}{r'^*_a} .$$

r'_a besteht nach Gl. (33/1) aus der Parallelschaltung von R_C und r'^*_a. Für die normale Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung folgt aus Gl. (33/1) $R_C \ll r'^*_a$, so daß sich

$$\boxed{r'_a \approx R_C} \qquad (33/2)$$

ergibt.

Die Schaltungen mit Stromgegenkopplungen erreichen einen sehr hohen Ausgangswiderstand r'^*_a. Sie werden deshalb als Konstantstromquellen verwendet. Für diese Anwendung der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung, die im folgenden Abschnitt behandelt wird ist r'^*_a selbst von Interesse.

Mit den Näherungen $br_{CE} \gg (r_{BE} + R_G)$, $b \gg 1$

folgt aus Gl. (33/1)

$$r'^*_a = r_{CE}\left[1 + \frac{b\,R_E}{R_G + R_E + r_{BE} - \boxed{\nu br_{CE}}}\right] \qquad (33/3)$$

Wird die Spannungsrückwirkung ($\nu \cdot u_{CE}$) in Bild 29/1 berücksichtigt dann ist der Rechenablauf völlig analog, nur daß jeweils einige weitere Terme auftreten.

Für r'^*_a z. B. erscheint zusätzlich der Term $(-\nu br_{CE})$, der in Gl. (33/3) punktiert umrandet eingetragen ist. Danach führt die Spannungsrückwirkung zu einer gewissen Vergrößerung von r'^*_a.

Bei geeigneter Dimensionierung $(r_{BE} + R_G) \ll R_E$ läßt sich

$$\boxed{r_a'^* \to b\, r_{CE}}$$

erreichen.

Für den FET (und analog für die Röhre: $r_{SQ} \to r_{GK}$, $R_Q \to R_K$) folgt aus Gl. (33/3)

$$\boxed{r_a'^* = r_{SQ}(1 + S\, R_Q)} \quad . \qquad (34/1)$$

7.2.4. Vergleich zwischen Strom- und Spannungsgegenkopplung

Gegenüber der ES mit Spannungsgegenkopplung nach Abschnitt 6.2.4 besitzt die ES mit Stromgegenkopplung folgende Vorteile:

1. hoher Eingangswiderstand,
2. niederohmiger Gegenkopplungswiderstand (wichtig für integrierte Schaltungen),
3. für die spezielle Anwendung als Konstantstromquelle sehr hoher Ausgangswiderstand $r_a'^*$.

Der wesentliche Vorteil der ES mit Spannungsgegenkopplung ist der auf r_a/g erniedrigte Ausgangswiderstand.

7.3. Konstantstromquellen

240

In der Schaltungstechnik werden häufig aktive Zweipole benötigt, die einen vom Belastungswiderstand R_L weitestgehend unabhängigen Strom liefern.

Solche sog. "Konstantstromquellen" sind also aktive Zweipole mit einem

$$r_a = \frac{dU_a}{dI_a} \to \infty \quad .$$

Ihre Realisierung als linearer, aktiver Zweipol nach Bild 34/1 ist technisch nicht diskutabel.

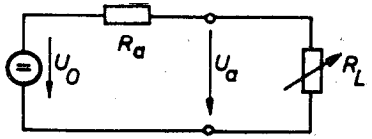


Bild 34/1 Linearer, aktiver Zweipol als Konstantstromquelle

A 35/1 : Wie groß müßten in der Schaltung Bild 34/1 U_0 und R_a werden, damit bei einem Kurzschlußstrom $I_{ak} = 1$ mA und einer Belastung in den Grenzen $0 \leq R_L \leq 10$ kΩ die relative Stromänderung $\Delta I_a / I_{ak} = 10^{-3}$ beträgt? [15]

L 35/1 :

$$I_{ak} = U_0 / R_a \ ,$$

$$\Delta I_a = I_{ak} - I_a = I_{ak} - \frac{U_0}{R_a(1 + R_{Lmax}/R_a)} \approx I_{ak} \frac{R_{Lmax}}{R_a} \ ,$$

$$\frac{\Delta I_a}{I_{ak}} \approx \frac{R_{Lmax}}{R_a} \longrightarrow R_a = \underline{\underline{10\ M\Omega}} \ ,$$

$$U_0 = R_a I_{ak} \longrightarrow U_0 = \underline{\underline{10^4\ V}} \ .$$

Technisch sinnvolle Lösungen sind nur mit nichtlinearen, aktiven Zweipolen möglich, bei denen der differentielle Ausgangswiderstand r_a groß gegenüber dem Gleichstromwiderstand R_a ist. Für höchste Ansprüche werden dazu OV- Schaltungen und für normale Ansprüche Emitterschaltungen mit Stromgegenkopplung nach Bild 35/1 eingesetzt.

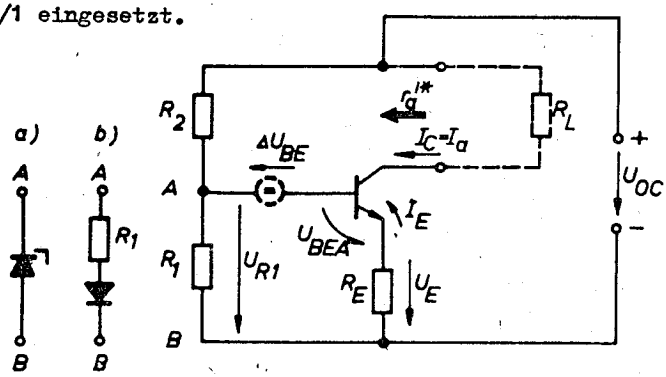


Bild 35/1 ES mit Stromgegenkopplung als Konstantstromquelle

Die Spannungsquelle ΔU_{BE} soll zunächst noch unberücksichtigt bleiben.

Der Ausgangswiderstand $r_a'^*$ ist durch die Gl. (33/3) gegeben, wenn für den Generatorwiderstand gesetzt wird

$$\boxed{R_G = R_2 \parallel R_1} \quad \text{oder allgemeiner} \quad \boxed{R_G = R_2 \parallel r_{AB}} \ . \qquad (35/1)$$

Für Ströme von (0,1 ...1) mA lassen sich mit dieser Schaltung Werte von $r_a'^* = 10\ M\Omega$ bequem erreichen.
Für die Berechnung des Konstantstromes I_C gilt bei Vernachlässigung des Basisstromes (d.h. für $B \gg 1$) die Beziehung

$$\boxed{I_a = I_C \approx -I_E = \frac{-U_E}{R_E} = \frac{U_{R1} - U_{BEA}}{R_E}} \cdot \qquad (36/1)$$

Neben der Konstanz von I_C gegenüber Belastungsänderungen, für die $r_a'^*$ maßgebend ist, ist u.U. auch die Konstanz gegenüber Temperatur- oder Betriebsspannungsschwankungen von Interesse.
Die Temperaturabhängigkeit kommt vor allem dadurch zustande, daß U_{BEA} temperaturabhängig ist und sich für konstant angenommenen Kollektorstrom mit steigender Temperatur ϑ um

$$\Delta U_{BE} \approx (2...3)\ \text{mV/Grad} \cdot (\vartheta - \vartheta_0)$$

verringert (siehe auch Abschnitt 8.1, Betrachtungsweise 1).
Für I_a gilt dann mit Gl. (36/1), bezogen auf eine Spannung U_{BEo} bei einer Bezugstemperatur ϑ_0

$$I_a = \frac{U_{R1} - (U_{BEo} - \Delta U_{BE})}{R_E} = \frac{U_{Eo} + \Delta U_{BE}}{R_E} ,$$

$$I_a = \frac{U_{Eo}}{R_E} \left(1 + \frac{\Delta U_{BE}}{U_{Eo}} \right) . \qquad (36/2)$$

Für z.B. $U_{Eo} = 3$ V ergibt sich damit die relative Änderung

$$\frac{\Delta I_a}{I_a} = \frac{\Delta U_{BE}}{U_{Eo}} = \frac{(2...3)\ \text{mV/Grad}}{3\ \text{V}} = (6...10)\ 10^{-4}/\text{Grad}.$$

Die Temperaturabhängigkeit kann beseitigt werden, wenn die Spannung U_{R1} am Abgriff des Spannungsteilers R_1, R_2 die gleiche Temperaturabhängigkeit $-\Delta U_{BE}$ aufweist, wie U_{BEA}. Um dies zu erreichen, können n Dioden in Reihe zu R_1 geschaltet werden. Die Temperaturabhängigkeit ihrer Durchlaßspannungen $-n\Delta U_D$ geht in U_{R1} jedoch nur mit dem Spannungsteilerverhältnis $R_2/(R_1 + R_2)$ ein.

Wird $\Delta U_D = \Delta U_{BE}$ vorausgesetzt (Transistor und Dioden sind auf gleicher Temperatur zu halten), ist z. B. beim Einsatz nur einer Diode eine gute Kompensation für $R_1 \ll R_2$ erzielbar. Bei zwei Dioden ist dies für $R_1 \approx R_2$ der Fall.

Betriebspannungsschwankungen $\Delta U_{OC} / U_{OC}$ wirken sich über den Spannungsteiler R_1, R_2 in nahezu unveränderter Höhe auf den Konstantstrom aus (wegen $U_{R1} > U_{BEA}$):

$$\frac{\Delta U_{OC}}{U_{OC}} = \frac{\Delta U_{R1}}{U_{R1}} \approx \frac{\Delta I_a}{I_a} \quad .$$

Zur Stabilisierung von U_{R1} kann eine Z- Diode nach Bild 35/1 a eingesetzt werden.

Die Z- Diode, die eine Kennlinie nach Bild 37/1 besitzt, nimmt im Sperrbereich oberhalb des Stromes I_{Zmin} unabhängig von I_Z die nahezu konstante Spannung U_Z auf.

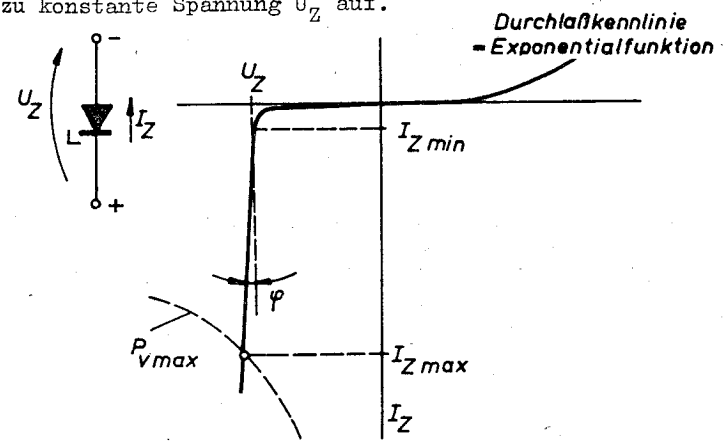


Bild 37/1 Kennlinie einer Z- Diode

Um eine thermische Überlastung zu vermeiden, muß immer gelten

$$I_Z \leqq I_{Zmax} = P_{vmax}/U_Z \quad .$$

Die geringe Abhängigkeit der Spannung U_Z von I_Z wird durch den kleinen Widerstand r_Z (siehe Bild 37/1) ausgedrückt.

$$r_Z = \frac{dU_Z}{dI_Z} \triangleq \tan\varphi \quad .$$

Die Wirkung der Z-Diode beruht auf dem Zener-Effekt (einem speziellen Tunneleffekt) und dem Lawineneffekt. Bei Spannungen $U_Z \approx (5 \ldots 6)$V überwiegt der Tunneleffekt mit einem negativen Temperaturkoeffizienten der Z-Spannung

$$TK_{UZ} = -10^{-4}/\text{ Grad},$$

oberhalb 6 V überwiegt der Lawinen- Effekt mit einem positiven Temperaturkoeffizienten in der Größenordnung von

$$TK_{UZ} = (10^{-4} \ldots 10^{-3})/\text{ Grad}.$$

Wegen dieser gegenläufigen Tendenz ist der TK_{UZ} bei Z-Spannungen um 6 V am kleinsten.

Durch den Einsatz von Z- Dioden mit entsprechendem TK kann die Stabilität der Konstantstromquelle nach Bild 37/1 weiter erhöht werden.

Ein weiterer Vorteil des Einsatzes einer Z- Diode ist, daß der Generatorwiderstand nach Gl. (35/1) wegen $r_Z = r_{AB}$ sehr klein wird

$$R_G = R_2 \parallel r_Z \approx r_Z \quad .$$

Damit wird die Realisierung eines großen $r_a'^*$ möglich (vergl. Gl. (33/3).

A 38/1 : [30] In der Konstantstromquelle nach Bild 37/1 soll eine Z- Diode mit den Daten $U_Z = 10$ V, $I_Z = 2$ mA, $r_Z = 20\,\Omega$ eingesetzt werden.
Weiter soll gelten: $b = 200$, $r_{CE} = 30$ kΩ, $r_{BE} = 1{,}2$ kΩ, $U_{BEA} = 0{,}6$ V, $U_{OC} = 18$ V, Basisstrom und Rückwirkung vernachlässigbar.
Berechnen Sie R_2 und R_E für einen Konstantstrom $I_C = 5$mA sowie $r_a'^*$!

L 38/1 :

$$R_2 = \frac{U_{OC} - U_Z}{I_Z} = 6\ \text{k}\Omega \ , \qquad R_E = \frac{U_Z - U_{BEA}}{I_C} = 1{,}88\ \text{k}\Omega \ ,$$

$$r_a'^* = r_{CE}\left(1 + \frac{b\,R_E}{R_E + R_2 \parallel r_Z + r_{BE}}\right) = 3{,}66\ \text{M}\Omega \quad .$$

Für FET's und Röhren sind analoge Schaltungen möglich, wobei für $r_a'^*$ die Gleichung (34/1) gilt.

Bild 39/1 a zeigt eine interessante Schaltung für selbstleitende FET's. Die erforderliche negative Torspannung U_{TQ} wird hier durch den Spannungsabfall $I_S R_Q$ erzeugt.

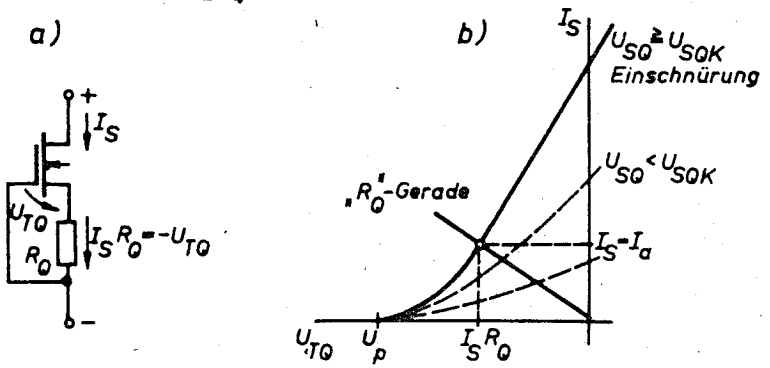


Bild 39/1 a). Konstantstromquelle mit selbstleitendem FET als ZP
b). Bestimmung von R_Q mit dem Transferkennlinienfeld

Diese Schaltung kann als Zweipol in einen Stromkreis eingeschaltet werden, ohne daß zusätzliche Anschlüsse erforderlich werden. Es ist darauf zu achten, daß die Polung gemäß Bild 39/1 a erfolgt, und daß $U_{SQ} \geq U_{SQK}$ bleibt, d.h. der Transistor immer im Einschnürgebiet arbeitet, sonst verändert sich I_a mit U_{SQ} stark, d.h. r_a^* wird kleiner (vergl. Bild 39/1 b).
Neben der Dimensionierung bezüglich I_a und r_a^* interessiert in der Praxis noch das zulässige Maximum des Lastwiderstandes R_L. Es ist durch die dem Transistor verbleibende Spannung U_{CEmin} gegeben, die noch ein hinreichend hohes r_{CE} gewährleistet.

A 39/1 : Geben Sie an, in welchen Grenzen R_L der Konstantstromquelle nach A 38/1, L 38/1 liegen darf, damit die Konstantstromquelle ordnungsgemäß arbeitet ($U_{CEmin} = 1$ V).
[15]

L 39/1 : Aus $U_{CE} = (U_{OC} - I_a R_E - I_a R_L) \geq U_{CEmin}$ folgt

$$R_{Lmax} = \frac{U_{OC} - U_{CEmin} - I_a R_E}{I_a} = \underline{1{,}5 \text{ kOhm}}, \quad R_{Lmin} = \underline{0}.$$

7.4. Kollektorschaltung (Emitterfolger) bzw. Senkenschaltung (Quellenfolger) bzw. Anodenbasisschaltung (Kathodenfolger)

30

Werden in den Verstärkerschaltungen mit Gk-Widerstand nach Bild 27/1 die Ausgangssignale am Emitter bzw. an der Quelle bzw. an der Kathode abgenommen, so erhält man die sog. " Emitter- bzw. Quellen- bzw. Kathodenfolger" nach Bild 40/1.

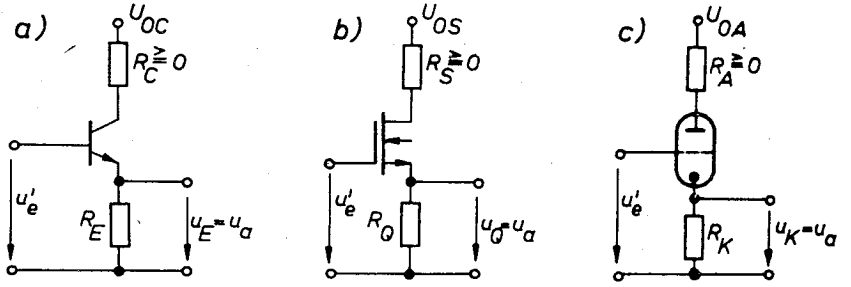


Bild 40/1 a). Emitterfolger, für $R_C = 0$ Kollektorschaltung,
b). Quellenfolger, für $R_S = 0$ Senkenschaltung,
c). Kathodenfolger, für $R_A = 0$ Anodenbasisschalt.

Die interessierenden Größen der Folgerschaltungen, Verstärkung, Eingangs- und Ausgangswiderstand lassen sich mit den Gleichungen (29/3) und (29/4) für die Maschenströme sofort angeben.

7.4.1. Verstärkung

30

Für $u_E = (i_C + i'_e)\, R_E$ folgt mit den Gl. (29/3) und (29/4) die Verstärkung des Emitterfolgers

$$v' = \frac{u_E}{u'_e} = \frac{(i_C+i'_e)R_E}{u'_e} = \frac{(R_E + R_C + r_{CE} + br_{CE} - R_E)\, R_E}{(R_E + R_C + r_{CE})(r_{BE}+R_E) + (br_{CE}-R_E)R_E} \qquad (40/1)$$

oder

$$\frac{1}{v'} = 1 + \frac{r_{BE}(R_E + R_C + r_{CE})}{R_E\left[R_C + (1+b)r_{CE}\right]} \qquad (40/2)$$

Da $b \gg 1$ und $br_{CE} \gg R_C$ gilt, folgt die sehr genaue Näherung

$$\boxed{\frac{1}{v'} = 1 + \frac{r_{BE}(R_E + R_C + r_{CE})}{b\, r_{CE}\, R_E}} \quad , \qquad (41/1)$$

die für die Kollektorschaltung mit $R_C = 0$ übergeht in

$$\boxed{\frac{1}{v'} = 1 + \frac{r_{BE}}{b(R_E \parallel r_{CE})} \approx 1 + \frac{r_{BE}}{b\, R_E}} \quad . \qquad (42/2)$$

Für die Praxis genügt jedoch in der Regel die einfache Beziehung

$$\boxed{v' \approx 1} \qquad (41/3)$$

Dieses Ergebnis war bereits im Abschnitt 7.1 überschlägig ermittelt worden. Aus Gl. (41/1) ist ersichtlich, daß R_C nur einen geringen Einfluß auf das Ergebnis hat.

Der Emitterfolger bzw. die Kollektorschaltung haben zwar keine Spannungsverstärkung, wohl aber eine beträchtliche Stromverstärkung und damit eine Leistungsverstärkung.

Mit der Näherung $i_E \approx -i_C$ (vergl. Bild 27/1 a) folgt aus den Gleichungen (29/3) und (29/4) durch Division die Stromverstärkung des Emitterfolgers zu

$$v_i = \frac{-i_E}{i'_e} = \frac{i_C}{i'_e} = \frac{(br_{CE} - R_E)}{(R_E + R_C + r_{CE})} = b\,\frac{(1 - R_E/br_{CE})}{(1 + (R_E+R_C)/r_{CE})} \quad .$$

Für $r_{CE} \gg (R_E + R_C)$ ergibt sich schließlich

$$\boxed{v_i \approx b} \quad . \qquad (41/4)$$

Für den FET (und analog für die Röhre : $r_{SQ} \rightarrow r_{AK}$, $R_Q \rightarrow R_K$, $R_S \rightarrow R_A$) folgt aus Gl. (41/1)

$$\boxed{\frac{1}{v'} = 1 + \frac{R_Q + R_S + r_{SQ}}{S\, R_Q\, r_{SQ}} \approx 1} \quad . \qquad (41/5)$$

7.4.2. Eingangswiderstand

Da es für die allgemeine Verstärkerschaltung nach Bild 27/1 gleichgültig ist, ob das Ausgangssignal am Kollektor oder am Emitter abgenommen wird, gelten für den Eingangswiderstand der Folgerschaltungen die Aussagen des Abschnittes 7.2.2 in vollem Umfang.

7.4.3. Ausgangswiderstand

In völliger Analogie zu Abschnitt 7.2.3 gilt für den Ausgangswiderstand des Emitterfolgers, zunächst für $R_G = 0$

$$\frac{1}{r'_a} = \frac{(i'_e + i_C)\big|_{R_E=0}}{R_E \cdot (i'_e + i_C)\big|_{R_E \neq 0}} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{r'^*_a\big|_{R_G=0}} \quad ,$$

wobei sich nach kurzer Zwischenrechnung ergibt

$$r'^*_a\big|_{R_G=0} = \frac{(r_{CE} + R_C)\, r_{BE}}{(1 + b) r_{CE} + R_C + r_{BE}} \quad . \qquad (42/1)$$

Ist eingangsseitig ein Generatorwiderstand R_G vorhanden, so ist in r'^*_a nach Gl. (42/1) r_{BE} durch die Reihenschaltung von $(r_{BE} + R_G)$ zu ersetzen (vergl. auch Abschnitt 7.2.3), so daß für r'^*_a die allgemeine Beziehung gilt

$$r'^*_a = \frac{(r_{CE} + R_C)(r_{BE} + R_G)}{(1 + b) r_{CE} + R_C + r_{BE} + R_G} \quad . \qquad (42/2)$$

Für die Praxis genügt im allgemeinen die Näherung für
$R_C/r_{CE} \ll 1$, $b \gg 1$, $(R_C + r_{BE} + R_G) \ll b r_{CE}$, $R_E \gg r'^*_a$

$$\boxed{r'_a \approx r'^*_a = (r_{BE} + R_G)/\, b} \quad . \qquad (42/3)$$

Diese Näherung für r'^*_a kann man auch direkt aus der Ersatzschaltung nach Bild 29/1 ableiten, indem man in die Klemmen von R_E bei entferntem R_E hinein mißt. Es ist dann

$$i_E \approx - b\, i'_e = b\, u_E/(r_{BE} + R_G) \quad ,$$

woraus wieder die Gleichung (42/3) folgt.

Für den FET (und analog für die Röhre: $r_{SQ} \longrightarrow r_{AK}$, $R_Q \longrightarrow R_K$, $R_S \longrightarrow R_A$) gilt

$$r'_a = \left[\frac{1}{S} \cdot \frac{1 + R_S / r_{SQ}}{1 + 1/(S r_{SQ})}\right] \parallel R_Q \approx \frac{1}{S} \qquad . \ (43/1)$$

Der Ausgangswiderstand der Folger ist laut Gl. (42/3) und (43/1) sehr niedrig, sie sind deshalb stark belastbar, ohne daß die Ausgangsspannung zusammenbricht.

7.4.4. Vergleich mit Emitter- und Basisschaltung

15

Die Emitterschaltung besitzt sowohl eine hohe Strom- als auch eine hohe Spannungsverstärkung (Größenordnung 10^2) und damit auch eine sehr hohe Leistungsverstärkung $v_p = v\, v_i$ (Größenordnung 10^4). Da die Ein- und Ausgangswiderstände in der gleichen Größenordnung liegen, können die einzelnen Stufen unmittelbar hintereinander geschaltet werden, ohne daß übermäßige Fehlanpassungsverluste auftreten.
Aus diesen Gründen wird die Emitterschaltung weitaus am häufigsten angewendet.
Bei der Basisschaltung fehlt dagegen die Stromverstärkung ($v_i \approx 1$), und bei der Kollektorschaltung fehlt die Spannungsverstärkung ($v \approx 1$). Beide Schaltungsarten haben deshalb nur eine Leistungsverstärkung in der Größenordnung von 10^2.
Die Basisschaltung besitzt einen sehr geringen Eingangswiderstand und einen sehr hohen Ausgangswiderstand r_a^*.
Bei der Kollektorschaltung sind die Verhältnisse gerade umgekehrt. Diese Schaltungen stellen damit im Gegensatz zur Emitterschaltung, die optimale Verstärkungseigenschaften besitzt, leistungsverstärkende Impedanzwandler mit hohem Übersetzungsverhältnis dar.
Wandler von der Art der Basisschaltung, die die vorhergehende Stufe stark belasten, selbst aber nur gering belastbar sind, werden in der Schaltungspraxis kaum benötigt. Die Bedeutung der Basisschaltung besteht deshalb vor allem darin, daß sie als Hoch-

frequenzverstärker wesentlich günstigere Eigenschaften aufweist, als die Emitterschaltung (siehe Abschnitt 9, 3. Lbf.).
Impedanzwandler von der Art der Kollektorschaltung, oder allgemeiner, von der Art der Folgerschaltungen, werden dagegen außerordentlich häufig benötigt, um

1. den Ausgang eines Verstärkers niederohmig und damit hochbelastbar zu machen und
2. den Eingang eines Verstärkers hochohmig zu gestalten, damit er die Signalquelle nur gering belastet.

Folgerschaltungen finden in praktischen Schaltungen sehr häufig als Eingangsstufen, Treiber und Ausgangsstufen Verwendung.
Sie dürften nach der Emitterschaltung die zweitwichtigste Schaltungsart darstellen.

8. Temperaturabhängigkeit, Arbeitspunktstabilisierung

Auf grund der starken Temperaturabhängigkeit der Transistorströme, aber auch wegen Exemplarstreuungen und Betriebsspannungsschwankungen, ist beim Bipolartransistor eine Arbeitspunktstabilisierung erforderlich. Auch beim FET wird sie im allgemeinen und bei der Röhre teilweise angewendet.

8.1. Temperaturabhängigkeit beim Bipolartransistor

195

Die starke Temperaturabhängigkeit der Sättigungs- bzw. Restströme stellt die Hauptursache für das Temperaturverhalten des Bipolartransistors dar.
Für den Sättigungsstrom I_{EBO} gilt ebenso wie für I_{CBO}

$$I_{EBO}(\vartheta_j) = I_{EBO}(\vartheta_0) \exp c\,\Delta\vartheta \qquad (44/1)$$

mit $\Delta\vartheta = \vartheta_j - \vartheta_0$

und $c = (0{,}07 \ldots 0{,}08)/\text{Grad}$. (44/2)

ϑ_j ist dabei die Sperrschichttemperatur und ϑ_0 eine Sperrschicht-Bezugstemperatur.
Eine weitere Ursache für das Temperaturverhalten ist die Temperaturabhängigkeit der Stromverstärkung B.

Hierfür gilt

$$B(\vartheta_j) = B(\vartheta_0)\ \exp\ c_1\,\Delta\vartheta \quad , \qquad (45/1)$$

c_1 beträgt für Si- Transistoren

$$c_1 = (0{,}005 \ldots 0{,}01)/\mathrm{Grad} \quad . \qquad (45/2)$$

Für die Emitterschaltung werde nun der Einfluß der Temperatur auf die Ströme I_C und I_B untersucht.
Es gilt

$$I_C = I_{CEO} + B\,I_B \qquad (45/3)$$

und nach Gl. (19/2) des 1. Lbf.

$$I_B = -\frac{I_{EBO}}{B}\ \exp\ \frac{U_{BE}}{U_T} \quad . \qquad (45/4)$$

Der Reststrom I_{CEO} wird für Si- Transistoren bei Raumtemperaturen im Bereich

$$I_{CEO} = B\,I_{CBO} = 1\ \mathrm{nA} \ldots 1\ \mu\mathrm{A}$$

liegen.
I_C wird im allgemeinen mehrere Größenordnungen höher sein, deshalb kann I_{CEO} überhaupt vernachlässigt werden, wie dies auch in den Kennlinienfeldern nach Bild 9/1 und Bild 16/1 des 1. Lbf. geschah.
Bei Ge- Transistoren verschieben sich dagegen die Ausgangskennlinien durch I_{CEO} wesentlich mit der Temperatur.
Die Temperaturabhängigkeit des Faktors

$$\exp\frac{U_{BE}}{U_T(\vartheta_j)} = \exp\frac{U_{BE}}{U_T(\vartheta_0)\ (1+\Delta\vartheta/\vartheta_0)} \approx \exp\frac{U_{BE}}{U_T(\vartheta_0)}\ \exp\left(1 - \frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_0}\right),$$

kann gegenüber der nach Gl. (44/1) vernachlässigt werden. Es wird näherungsweise gesetzt

$$U_T(\vartheta_j) \approx U_T(\vartheta_0) = U_T \quad .$$

Damit ergibt sich für die Temperaturabhängigkeit des gesteuerten Kollektorstromes nach den Gl. (44/1), (44/2), (45/1) und (45/4)

$$I_C(\vartheta_j) = - \underbrace{I_{EBO}(\vartheta_o) \exp \frac{U_{BE}}{U_T}}_{\approx \text{konstant}} \underbrace{\exp c\,\Delta\vartheta}_{(7\ldots8)\ \%/\text{Grad}} . \qquad (46/1)$$

Der Basisstrom weist eine etwas geringere Temperaturabhängigkeit auf

$$I_B(\vartheta_j) = - \underbrace{\frac{I_{EBO}(\vartheta_o)}{B(\vartheta_o)} \exp \frac{U_{BE}}{U_T}}_{\approx \text{konstant}} \underbrace{\exp (c - c_1)\Delta\vartheta}_{(6{,}5\ldots7)\ \%/\text{Grad}} . \qquad (46/2)$$

Der Unterschied hat Bedeutung für die im folgenden u.a. zu behandelnde Arbeitspunktstabilisierung durch Basisvorwiderstand.

A 46/1 [15] : Geben Sie größenordnungsmäßig die Änderung von I_C gemäß Gl. (46/1) für $\Delta\vartheta = 10^\circ$ und für $\Delta\vartheta = 100^\circ$ an !

L 46/1 : $\Delta\vartheta = 10^\circ$: $\exp(0{,}7\ldots0{,}8) \approx 2\ldots2{,}2$,
$\Delta\vartheta = 100^\circ$: $\exp(7\ldots8) \approx 1000\ldots3000$.

Für $\Delta\vartheta = 100^\circ$ tritt mindestens eine Vergrößerung von I_C auf das 1000- fache auf. Diese Vergrößerung wird meist nicht voll wirksam, da I_C durch ohm'sche Widerstände im Kollektorkreis begrenzt wird.

Für die temperaturbedingte Zunahme von I_C durch den Faktor $\exp c\,\Delta\vartheta$ soll eine temperaturabhängige "Driftspannung" ΔU_{BE} eingeführt werden und zwar durch den Ansatz

$$I_C(\vartheta_j) = - I_{EBO}(\vartheta_o) \exp \frac{U_{BE}}{U_T} \exp \frac{\Delta U_{BE}}{U_T} . \qquad (46/3)$$

Der Vergleich mit der Gl. (46/1) liefert für diese Driftspannung die Beziehung

$$\boxed{\Delta U_{BE} = c\, U_T \Delta\vartheta = D_T \Delta\vartheta} . \qquad (46/4)$$

Die Größe D_T ist der sog. "Temperaturdurchgriff". Analog zur Triode, bei der sich laut Gl. (33/1) des I. LB eine Steuerspannung

$$U_{st} = U_{GK} + D\, U_{AK}$$

definieren läßt , ist hier die "Steuerspannung" des Transistors

$$\boxed{U_{BE}(\vartheta_j) = U_{BE}(\vartheta_0) + \Delta U_{BE}(\Delta\vartheta) = U_{BE} + D_T \Delta\vartheta} \quad . \quad (47/1)$$

Das mit den Werten nach Gl. (44/2) berechnete Ergebnis

$$D_T = c\, U_T = (0{,}07 \ldots 0{,}08)(30 \ldots 40)\ \text{mV/Grad}$$

steht in guter Übereinstimmung mit den empirisch ermittelten Werten

$$\boxed{D_T = (2 \ldots 3)\ \text{mV/Grad}} \quad . \quad (47/2)$$

Es sind folgende zwei Betrachtungsweisen möglich:

1. Entsprechend zu Gl. (46/1) bzw. (46/2) wird für jede Temperatur ϑ_j eine neue Kennlinie gezeichnet. Das ist in Bild 47/1 a für die Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$ geschehen. Mit steigender Temperatur tritt dabei eine Verschiebung der Kurven um $-\Delta U_{BE}$ auf, woraus die Stromerhöhung von $I_B(\vartheta_0)$ auf $I_B(\vartheta_j)$ resultiert.
2. Es wird wie in Bild 47/1 b nur die Kurve für ϑ_0 gezeichnet und laut Gl. (47/1) anstelle von $U_{BE}(\vartheta_0)$ mit $U_{BE}(\vartheta_0) + \Delta U_{BE}$ gerechnet.
   U_{BE} ist also um $+\Delta U_{BE}$ zu erhöhen, woraus wieder die Stromerhöhung von $I_B(\vartheta_0)$ auf $I_B(\vartheta_j)$ resultiert.

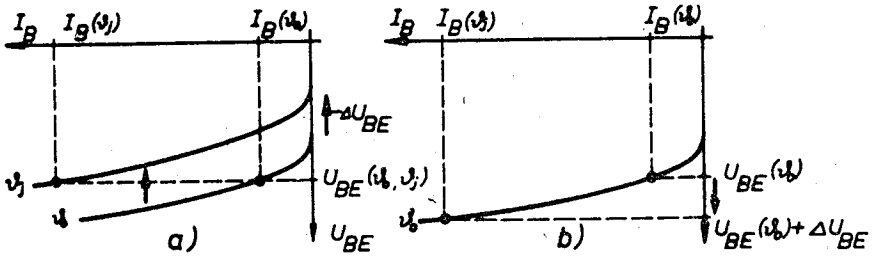


Bild 47/1 Darstellung der Stromerhöhung durch die temperaturabhängige Driftspannung ΔU_{BE}

Wir benutzen im folgenden grundsätzlich die 2. Betrachtungsweise. In der Ersatzschaltung wird der Transistor mit der zusätzlichen, temperaturabhängigen Driftspannungsquelle ΔU_{BE} versehen, die zu der von außen angelegten Spannung U_{BE} in Reihe liegt, wie dies

in Bild 48/1 a angegeben ist.

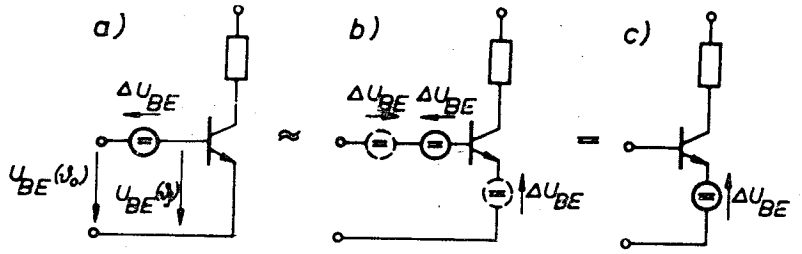


Bild 48/1 Bipolartransistor mit Diiftspannungsquelle

Nach Abschnitt 4.2 des 1.Lbf. kann der Bipolartransistor als OV mit relativ hoher Gleichtaktunterdrückung angesehen werden. Eine zusätzliche Gleichtaktaussteuerung ist deshalb in ihrer Wirkung auf den Ausgang vernachlässigbar. Das trifft auch in Bild 48/1 b für die dort gestrichelt eingezeichneten Gleichtaktgeneratoren zu. Die Schaltung nach Bild 48/1 b liefert damit das gleiche Verhalten wie die Schaltung nach Bild 48/1 a und damit auch wie die nach Bild 48/1 c.
Es ist also gleichgültig, ob die Driftspannungsquelle nach Bild 48/1 a an die Basis oder nach Bild 48/1 c an den Emitter angeschaltet wird. Die Polung ist allerdings zu beachten!

Die Driftspannung ΔU_{BE} wird ebenso wie ein Signal u_{BE} verstärkt und führt zu einer Änderung des Arbeitspunktes, vor allem zu einer Veränderung der Ausgangsspannung U_a.
Ein aussagekräftiges Maß für den Stabilisierungsgrad eines Verstärkers ist die sog. "Driftverstärkung" v_D

$$\boxed{v_D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{BE}}} \quad . \qquad (48/1)$$

Die Aufgabe der Arbeitspunktstabilisierung besteht nun darin, insbesondere durch Gegenkopplungen oder durch die Anwendung des Differenzverstärkerprinzips die Driftverstärkung v_D von Einzelstufen, oder von ganzen, direkt gekoppelten Verstärkern hinreichend klein zu halten.

Im allgemeinen muß gelten : $|v_D| \ll |v|$.
Eine Faustregel lautet

$$\boxed{1 \leqq v_D \leqq 10} \quad . \qquad (49/1)$$

Im folgenden wird die Arbeitspunktstabilisierung von C-gekoppelten Einzelstufen betrachtet. Es sei jedoch bereits an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß die direkte Kopplung von Verstärkerstufen und ihre gemeinsame Stabilisierung einen eleganteren Weg darstellt und zur Realisierung mehrstufiger Verstärker nach Möglichkeit angewendet werden sollte.

8.2. Arbeitspunktstabilisierung der Emitterschaltung

Hier werden C-gekoppelte Schaltungen betrachtet. Über die Kapazität $C = C_K$ ist die Übertragung von Gleichspannungssignalen nicht möglich, d.h. es liegen reine Wechselspannungsverstärker vor.

8.2.1. Arbeitspunkteinstellung durch Basisspannungsteiler

30

Bild 49/1 zeigt die bereits im Abschnitt 1.1.1.2 des 1. Lbf. behandelte Schaltung.

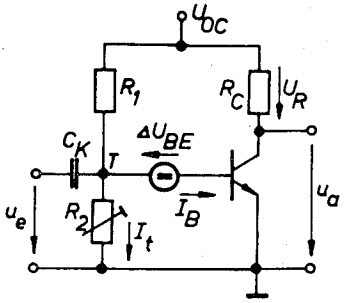


Bild 49/1 Arbeitspunkteinstellung durch Basisspannungsteiler

Für $I_t \gg I_B$ liegt die sog. Konstantspannungsspeisung vor, der Punkt T liegt auf einem festen Gleichpotential, dem die über C_K eingekoppelte Signalwechselspannung überlagert wird.
Die Driftspannung ΔU_{BE} wirkt ebenso wie die Signalspannung u_e , deshalb gilt

$$\boxed{v_D = v} \quad . \qquad (49/2)$$

Daraus ergeben sich folgende Nachteile der Schaltung:

1. Der Arbeitspunkt ist nicht stabil, bei z.B. $|v_D| = |v| = 100$, entsteht eine Ausgangsspannungsänderung von
   $\Delta U_a = (0{,}2 \ldots 0{,}3)\ \mathrm{V/Grad} \cdot \Delta\vartheta$.
2. Beim Betrieb des Transistors in der Nähe der thermischen Leistungsgrenze besteht die Gefahr der thermischen Instabilität durch den Rückkopplungsmechanismus
   $$\Delta\vartheta\uparrow \longrightarrow I_C\uparrow \longrightarrow \Delta\vartheta\uparrow \quad .$$
   Eventuell müßte das "Prinzip der halben Speisespannung" ($U_R = U_{OC}/2$) angewendet werden (siehe z.B. /1/).
3. Auch Betriebsspannungsschwankungen führen zu großen Arbeitspunktverschiebungen. Eine Schwankung von +10 % bewirkt wegen $U_{BEA} \approx 0{,}6$ V ein $\Delta U_{BE}/U_T \approx 60\ \mathrm{mV}/30\ \mathrm{mV} = 2$ und damit eine ca. siebenfache Stromerhöhung!
4. Den Exemplarstreuungen von B muß durch eine Einstellbarkeit von R_2 (oder R_1) Rechnung getragen werden.
5. Der Eingangswiderstand wird durch den niederohmigen Spannungsteiler stark herabgesetzt
   $$r_e = r_{BE} \parallel R_1 \parallel R_2 \quad .$$

Bei der Schaltung nach Bild 49/1 liegt keinerlei Stabilisierung vor, sie ist äußerst ungünstig.

8.2.2. Arbeitspunktstabilisierung durch Basisvorwiderstand 30

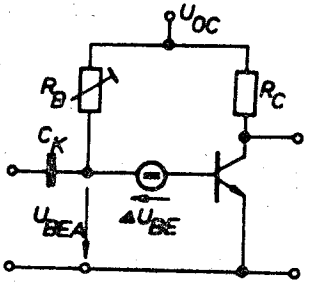


Bild 50/1 Arbeitspunktstabilisierung durch Basisvorwiderstand

Auch diese Schaltung wurde bereits im Abschnitt 1.1.1.2 des 1.Lbf. betrachtet. Es gilt

$$I_B = \frac{U_{OC} - U_{BEA}}{R_B} \approx \frac{U_{OC}}{R_B} \quad .$$

Es liegt Konstantstromeinspeisung vor, der Basisstrom wird also durch R_B stabilisiert. Bezüglich der Temperaturabhängigkeit von I_C verbleibt nur der Einfluß durch B, der aber nur etwa 10 % der gesamten Stromänderung ausmacht. Mit den Ergebnissen des Abschnittes 8.1 kann man daher angeben

$$\boxed{v_D \approx \frac{c_1}{c}\, v \approx 0{,}1\, v} \quad . \qquad (51/1)$$

Die Vorteile gegenüber der Spannungseinspeisung sind:

1. Der Arbeitspunkt ist gegenüber Temperaturschwankungen um ca. eine Zehnerpotenz stabiler.
2. Betriebspannungsschwankungen führen nur zu etwa gleich großen relativen Stromschwankungen.
3. Infolge des hohen R_B wird der Eingangswiderstand $r_e = r_{BE} \| R_B$ nicht wesentlich herabgesetzt.

Die Nachteile der Schaltung sind:

1. Exemplarstreuungen von B bleiben voll wirksam.
2. Der hohe Widerstand R_B ist nicht integriert herstellbar (für z.B. U_{OC} = 10 V und I_B = 1 µA ist R_B = 10 MΩ erforderlich).

Die Schaltung kann jedoch wegen ihrer Vorteile gegenüber der Spannungseinspeisung mit Erfolg in dieser Form angewendet werden.

8.2.3. Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichstromgegenkopplung

135

Während im Abschnitt 1.1.2.2 des 1.Lbf. die Gleichgrößen als Großsignalgrößen und damit als Gegenstück zu den differentiellen Größen verstanden wurden, bezeichnen hier Gleichstrom- und Gleichspannung k l e i n e , langsam veränderliche Signale mit der Frequenz $f \to 0$ als Gegenstück zu den Wechselströmen und Wechselspannungen mit höherer Frequenz.
Die Driftspannungen sind solche langsam veränderliche Signale. Durch Gleichstrom- bzw. Gleichspannungsgegenkopplungen, die für

das Signalfrequenzband nicht wirksam sind, wird v_D herabgesetzt, aber die Signalverstärkung v oberhalb einer unteren Grenzfrequenz $f_u > 0$ unverändert gelassen.

Bei den folgenden Stabilisierungsschaltungen mit Gegenkopplung wird entweder I_E oder U_{CE} und damit I_C auf einen nahezu konstanten Wert stabilisiert. Um bei veränderlicher Stromverstärkung B (Temperaturschwankungen oder Exemplarsteuungen) diese Konstanz zu ermöglichen, muß I_B veränderlich bleiben. Deshalb ist bei diesen Schaltungen eine Konstantstromspeisung der Basis nicht zulässig, sondern eine Tendenz zur Konstantspannungsspeisung erforderlich.

Bild 52/1 a zeigt die übliche Schaltung.

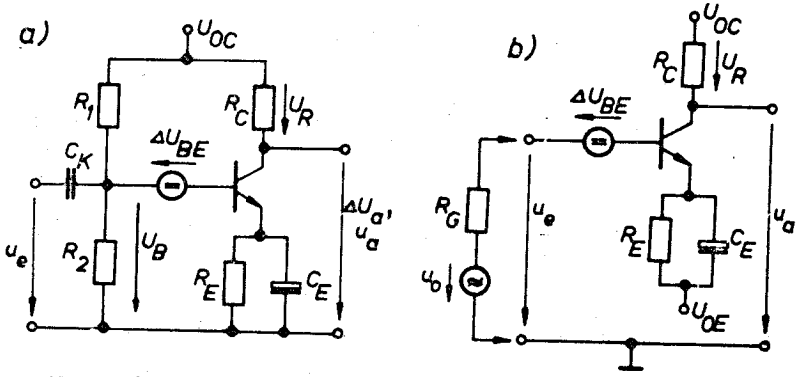


Bild 52/1 Arbeitspunktstabilisierung mit Gleichstromgegenkopplung

Für Driftvorgänge mit $f \to 0$ ist der (Elektrolyt)-Kondensator C_E wirkungslos, so daß die Schaltung eine Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung darstellt. Die Wirkungskette lautet:

$$\Delta U_{BE}\uparrow \Rightarrow U_{BE}\uparrow \Rightarrow I_B\uparrow \Rightarrow I_C\uparrow \Rightarrow U_E\uparrow \Rightarrow U_{BE}\downarrow \quad .$$

Nach Gl. (30/4) gilt

$$\boxed{v_D = v'_{ES \text{ m. Strom-GK}} \approx -\frac{R_C}{R_E}} \quad . \qquad (52/1)$$

Für Wechselspannungen ist dagegen R_E durch C_E überbrückt, so daß

für das Signalfrequenzband mit $f > f_u$

$$v = v_{ES} \approx - U_R/U_T$$

gültig bleibt.

Ein Nachteil der Schaltung nach Bild 52/1 a ist der Aufwand für den Spannungsteiler und die durch ihn bewirkte Verminderung des Eingangswiderstandes auf $r_e = r_{BE} \parallel R_1 \parallel R_2$.

Die Schaltung nach Bild 52/1 b vermeidet diesen Nachteil, erfordert aber zusätzlich zur positiven Betriebsspannung U_{OC} noch eine negative Spannung U_{OE} und einen Gleichstromweg für den Basisstrom durch den Signalgenerator.

Bild 53/1 zeigt eine spezielle Variante der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung.

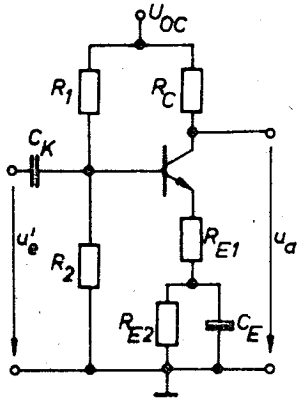


Bild 53/1
Emitterschaltung mit kombinierter Gleich- und Wechselstromgegenkopplung

Die Gleichstromgegenkopplung findet in der Praxis für die Arbeitspunktstabilisierung von Einzelstufen eine breite Anwendung.

A 53/1 : Gegeben sei $I_C = 0{,}1$ mA , $U_{CEA} = 2$ V , $v_D = -3$,
45 $U_{OC} = 10$ V , $U_{BEA} = 0{,}6$ V , $U_T = 37{,}5$ mV.
Berechnen Sie für die Schaltung nach Bild 52/1 a allgemein und als Zahlenwerte R_E , R_C , v und U_B!

L 53/1 : Es gilt $(R_E + R_C)\, I_C + U_{CEA} = U_{OC}$, $R_C/R_E = - v_D$.

Daraus folgt

$$R_E = \frac{U_{OC} - U_{CEA}}{(1 - v_D)\, I_C} = 25\ \text{k}\Omega\ , R_C = -v_D R_E = 75\ \text{k}\Omega,$$

$$v = -\frac{U_R}{U_T} = -\frac{I_C\, R_C}{U_T} = -200\ ,$$

$$U_B = I_C\, R_E + U_{BEA} = 3{,}1\ \text{V}\ .$$

A 54/1 : Welcher Emitterwiderstand ist in der Schaltung nach Bild 53/1 für Wechselstrom und welcher für Gleichstrom wirksam ?
Wie lauten die Beziehungen für v' und v_D (grobe Näherungsformeln) ?

15

L 54/1 : Für Wechselstrom ist R_{E1} wirksam ,
für Gleichstrom ist $(R_{E1} + R_{E2})$ wirksam .

$v' = -R_C/R_{E1}$, $v_D = -R_C/(R_{E1} + R_{E2})$.

8.2.4. Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichspannungsgegenkopplung

120

Bild 54/1 a zeigt die Schaltung.

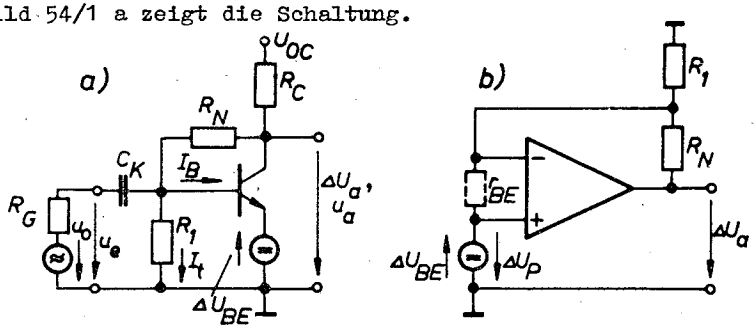


Bild 54/1 a). Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichspannungsgegenkopplung
b). Ersatzschaltung zu a).

Es gilt die Wirkungskette

$$\Delta U_{BE}\uparrow \Rightarrow U_E\downarrow \Rightarrow U_{BE}\uparrow \Rightarrow I_B\uparrow \Rightarrow I_C\uparrow \Rightarrow U_C\downarrow \Rightarrow U_B\downarrow \Rightarrow U_{BE}\downarrow$$

Die Driftspannungsquelle wurde nicht an die Basis, sondern an den Emitter gelegt. Betrachtet man nämlich den Transistor zusammen mit mit dem Arbeitswiderstand R_C als Operationsverstärker (siehe Abschnitt 4.2 des 1.Lbf.), dann ergibt sich für die Driftvorgänge die Ersatzschaltung nach Bild 54/1 b.

Der Koppelkondensator C_K stellt für das Driftsignal eine Unterbrechung dar, der Eingangswiderstand des Transistors r_{BE} liegt direkt zwischen Basis und Emitter, also direkt zwischen N- und P-Eingang. Wegen $U_P - U_N \rightarrow 0$, wird r_{BE} dynamisch vergrößert und damit weitgehend unwirksam (vergl. Abschnitt 5.3, Gl. (13/1)).

Ein Vergleich mit Bild 22/1 zeigt, daß Bild 54/1 b die Standardform des Elektrometerverstärkers darstellt. Die Driftverstärkung ist daher

$$\boxed{v_D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{BE}} = -\frac{\Delta U_a}{\Delta U_P} = -\,v_{\text{Elektrometerverst.}} \approx -\left(1 + \frac{R_N}{R_1}\right)} \qquad (55/1)$$

Die Dimensionierung des Spannungsteilers R_1, R_N muß in Hinblick auf die Arbeitspunkteinstellung erfolgen. Auch hier ist für die volle Wirksamkeit der Spannungsgegenkopplung $I_t \gg I_B$, d.h. Spannungseinspeisung wünschenswert.

Bei Betrachtung der Signalverstärkung kann $\Delta U_{BE} = 0$ gesetzt werden, und es ergibt sich für $\omega C_K \rightarrow \infty$ die Ersatzschaltung nach Bild 55/1. Jetzt ist $R_1 \parallel r_{BE}$ nahezu unwirksam, und es liegt die Standardschaltung des Umkehrverstärkers mit Gegenkopplung vor, für die nach Abschnitt 6.2.1 gilt

$$\boxed{\frac{1}{v'} \approx \frac{1}{v} - \frac{R_G}{R_N}} \,. \qquad (55/2)$$

Für $R_G \ll R_N/v$ erzielt man

$$\boxed{v' \approx v} \,. \qquad (55/3)$$

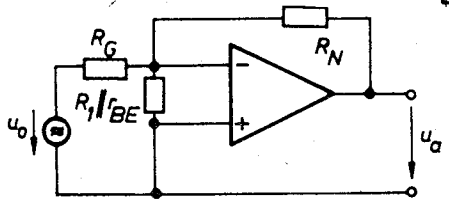


Bild 55/1

Ersatzschaltung zu Bild 54/1 a für Signalfrequenzen (v' hier als $v' = u_a/u_o$ definiert)

Durch einen hinreichend kleinen Generatorwiderstand R_G läßt sich die Gegenkopplung durch R_N für die Signalspannung nahezu unwirksam machen.
Ein Nachteil der Schaltung nach Bild 54/1 a ist der geringe Eingangswiderstand, denn führt man in Bild 54/1 a für R_N den dynamisch verringerten Ersatzwiderstand R'_N nach Gl. (12/4) ein, so erhält man

$$r_e = R'_N \parallel R_1 \parallel r_{BE} = \frac{R_N}{1 - v} \parallel R_1 \parallel r_{BE} \quad . \qquad (56/1)$$

Eine Vergrößerung des Eingangswiderstandes ist jedoch durch eine Unterteilung von R_N und Abblockung des Unterteilungspunktes durch eine hinreichend große Kapazität C möglich, die für die Signalfrequenzen einen Kurzschluß darstellt.

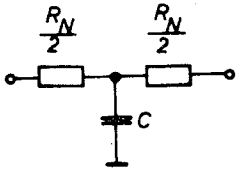


Bild 56/1
Unterteilung von R_N zur Vermeidung der Wechselspannungsgegenkopplung

Für die symmetrische Unterteilung von R_N nach Bild 56/1 ergibt sich

$$\boxed{r_e = \frac{R_N}{2} \parallel R_1 \parallel r_{BE}} \quad . \qquad (56/2)$$

Durch diese Maßnahme wird auch die Wechselspannungsgegenkopplung für $R_G > 0$ vermieden.

8.3. Arbeitspunktstabilisierung der Basisschaltung

60

Bild 57/1 zeigt die Übertragung zweier bereits bekannter Verfahren auf die Basisschaltung.
In beiden Fällen liegen die gleichen Verhältnisse wie in den Abschnitten 8.2.2 und 8.2.4 vor.

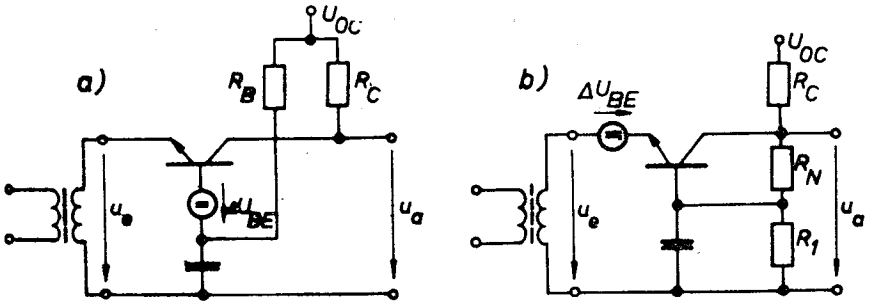


Bild 57/1 a). Arbeitspunktstabilisierung durch Basisvorwiderstand
b). Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichspannungs-Gk

A 57/1 : Zeichnen Sie für die Schaltung nach Bild 57/1 b eine OV- Ersatzschaltung für die Driftvorgänge und überprüfen Sie die Gl. (55/1).

30

L 57/1 :

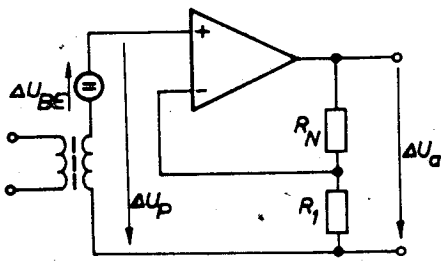


Bild 57/2

Ersatzschaltung zu Bild 57/1 b für Driftvorgänge

Auch hier gilt wieder

$$v_D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{BE}} = - \frac{\Delta U_a}{\Delta U_P} = - \left(1 + \frac{R_N}{R_1}\right) = - v_{\text{Elektrometer-verstärker}}$$

8.4. Arbeitspunkteinstellung beim Emitterfolger

90

Bei den Folgerschaltungen liegt, wie bereits im Abschnitt 7.1 gezeigt wurde, volle Spannungsgegenkopplung mit k = -1 vor. Die Spannungsverstärkung beträgt $v' \approx 1$. Aus diesem Grunde sind zu-

sätzliche Stabilisierungsmaßnahmen für die Driftvorgänge nicht erforderlich, denn es gilt auch $v_D = 1$. Es ist deshalb lediglich noch die Arbeitspunkteinstellung durch Spannungseinspeisung an der Basis zu betrachten (Bild 58/1).

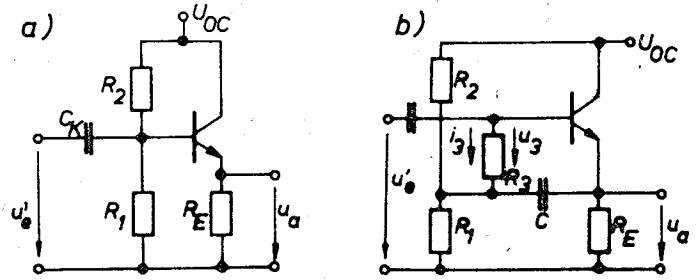


Bild 58/1 a). Arbeitspunkteinstellung beim Emitterfolger durch Basisspannungsteiler
b). Emitterfolger mit Bootstrap-Schaltung

Die naheliegendste Schaltung, die Arbeitspunkteinstellung durch einen Basisspannungsteiler nach Bild 58/1 a,wird dann nicht anwendbar sein, wenn der durch den Folger prinzipiell erreichbare, hohe Eingangswiderstand genutzt werden soll. Die Teilerwiderstände R_1 und R_2 würden $r'_e \approx b\ R_E$ auf

$$r'_{e\ ges} = R_1 \parallel R_2 \parallel b\ R_E$$

herabsetzen.
Diese Verminderung des Eingangswiderstandes kann bei der sog. "Bootstrap-Schaltung" nach Bild 58/1 b vermieden werden. Der Basisstrom wird über den dynamisch vergrößerten Widerstand R_3 zugeführt. Dieser Widerstand liegt wegen des Kondensators C wechselspannungsmäßig direkt zwischen Basis und Emitter. Da in guter Näherung $u_a \approx u'_e$ ist, liegt über R_3 fast keine Wechselspannung,so daß auch fast kein Wechselstrom durch R_3 fließt und er den Eingang nicht belastet. Nach Gl. (13/1) ergibt sich für den zwischen Basis und Masse liegenden Ersatzwiderstand R'_3 für R_3

$$R'_3 = \frac{u'_e}{i_3} = \frac{R_3}{1 - u_a/u'_e} = \frac{R_3}{1 - v'} \quad .$$

Mit der Näherung $1/(1 + x) \approx (1 - x)$ erhält man aus Gl. (41/1) für $R_C = 0$ die Verstärkung v' des Emitterfolgers zu

$$v' \approx 1 - r_{BE}/b \cdot (R_E \parallel r_{CE}) \quad .$$

Damit ergibt sich der Ersatzwiderstand R_3' zu

$$R_3' = \frac{b\,(R_E \parallel r_{CE})}{r_{BE}} \cdot R_3 \gg R_3 \quad . \qquad (59/1)$$

Über den Kondensator C liegen R_1 und R_2 parallel zu R_E, so daß für den Gesamteingangswiderstand des Bootstrap-Emitterfolgers gilt

$$\boxed{r_{e\,ges}' = R_3' \parallel r_e' \approx R_3' \parallel \left[b(R_E \parallel R_1 \parallel R_2)\right]} \quad . \qquad (59/2)$$

Für die Dimensionierung von R_3 bestehen zwei widersprüchliche Forderungen. Damit $r_{e\,ges}' \longrightarrow r_e'$, sollte R_3 groß sein. Damit aber nicht durch R_3 eine Konstantstromeinspeisung erreicht wird, sollte R_3 klein sein. In der Praxis ist jedoch ein Kompromiß möglich, indem

$$U_3 = I_B R_3 \ll U_{BEA} \quad \text{und} \quad R_3' > r_e' \approx b\, R_E$$

gewählt werden.

Falls positive und negative Betriebsspannungen U_{OC} und U_{OE} zur Verfügung stehen und der die Schaltung speisende Signalgenerator einen hinreichend kleinen Gleichstrom-Generatorwiderstand hat, kann die einfache Schaltung nach Bild 59/1 zur Basisspannungsversorgung angewendet werden. Hier erfolgt die Basisspannungszuführung über den Generator, so daß der Basisspannungsteiler entfallen kann.

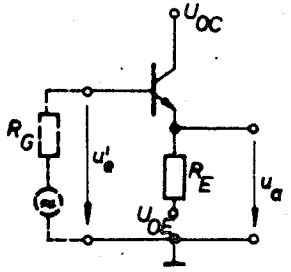


Bild 59/1
Arbeitspunkteinstellung am Emitterfolger durch eine negative Betriebsspannung U_{OE}

8.5. Arbeitspunktstabilisierung bei FET und Röhre

Als Majoritätsträger-Bauelement ist der FET weniger temperaturabhängig als der Bipolartransistor. Die Temperaturabhängigkeit des Senkenstromes I_S wird beim FET durch die Temperaturabhängigkeiten der Schwellspannung U_p und der Ladungsträgerbeweglichkeit hervorgerufen.
Bemerkenswert ist, daß bei einer gewissen Torspannung U_{TQ} der Temperaturkoeffizient des Stromes nahezu Null wird, I_S also weitestgehend temperaturunabhängig wird.
Für die Schwellspannung treten Exemplarstreuungen und bei nicht ausgereiften Technologien Langzeitschwankungen auf.
Deshalb sind auch bei FET- Schaltungen Arbeitspunktstabilisie - rungen gebräuchlich.

Röhren besitzen nur eine unbedeutende Temperaturabhängigkeit. Maßnahmen zur Arbeitspunktstabilisierung sind nur in Hinblick auf die Röhrenalterung üblich.

Analog zu Gl. (48/1) läßt sich definieren

$$v_D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{TQ}} \qquad \text{bzw.} \qquad v_D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{GK}}$$

Schaltungstechnisch elegant ist die Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichspannungsgegenkopplung für selbstsperrende FET's nach Bild 60/1 a und durch Gleichstromgegenkopplung für selbstleitende FET's und Röhren nach Bild 62/1 .

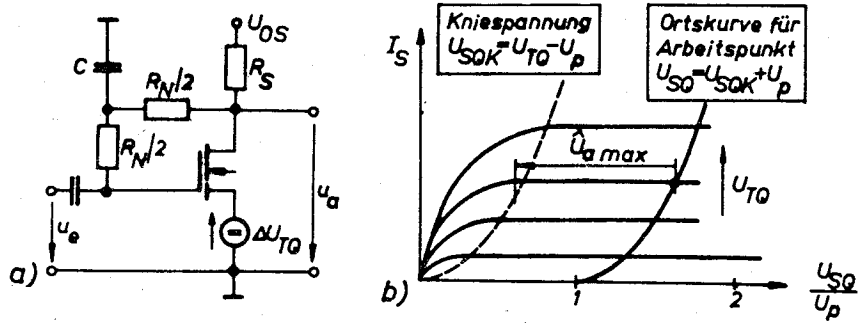


Bild 60/1 a). AP-Stabilisierung durch Gleichspannungsgegenkopplung für selbstsperrende FET's
b). Lage des AP im Ausgangskennlinienfeld zu a).

Bei selbstsperrenden FET's ist $U_p > 0$ und daher $U_{TQ} > 0$ erforderlich. In Bild 60/1 a wird durch R_N das Tor auf die Spannung

$$U_{TQ} = U_{SQ}$$

gelegt. Wegen $I_T \longrightarrow 0$ kann R_N praktisch beliebig groß werden. Nach Gl. (29/1) des 1.Lbf.gilt für die "Kniespannung"

$$U_{SQK} = U_{TQ} - U_p \quad ,$$

so daß in der Schaltung der Arbeitspunkt grundsätzlich bei

$$U_{SQ} = U_{SQK} + U_p$$

liegt. Dieser Arbeitspunkt ist nicht ungünstig, er gestattet gemäß Bild 60/1 b Aussteuerungen des Ausgangskennlinienfeldes mit Amplituden $\hat{U}_a$, die etwas größer als U_p sind.

Die Stabilisierungsschaltung Bild 60/1 a entspricht der analogen Schaltung für Bipolartransistoren nach Bild 54/1 a für $R_1 = \infty$. Die Driftverstärkung ergibt sich demnach zu

$$\boxed{v_D = -1} \quad . \qquad (61/1)$$

Für den Eingangswiderstand entnimmt man dem Bild 60/1 a

mit C als Kurzschluß : $r_e = R_N/2$,

ohne C : $r_e = R_N/(1 - v)$.

Bei selbstleitenden FET's und Röhren ist eine negative Tor- bzw. Gittervorspannung U_{TQ} bzw. U_{GK} erforderlich.
In der Schaltung mit Stromgegenkopplung nach Bild 62/1 wird diese Vorspannung durch den Spannungsabfall über R_Q (bzw. R_K) "automatisch" erzeugt.
Die Röhrenschaltung ist zu Bild 62/1 völlig analog.

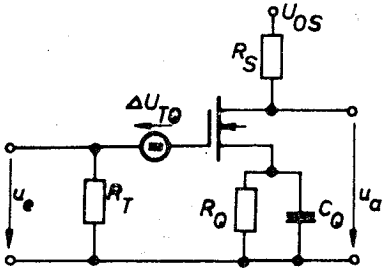


Bild 62/1 Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichstromgegenkopplung beim selbstleitendem FET (sog. "automatische Vorspannungserzeugung")

Die Driftverstärkung ergibt sich analog zu Gl. (52/1) zu

$$v_D = -\frac{R_S}{R_Q} \quad \text{bzw.} \quad v_D = -\frac{R_A}{R_K}$$

Für den Eingangswiderstand gilt

$$r_e = R_T \quad \text{bzw.} \quad r_e = R_G$$

R_T kann praktisch beliebig groß werden, der sog. Gitterableitwiderstand R_G ist auf einige MΩ begrenzt, um die Ableitung von Ionenströmen zu sichern.